



Modélisation et conception d'un récepteur non cohérent ultra large bande pour les communications ULB radio impulsionnelle dans la bande 3-5 GHz

Oswaldo Ramos Sparrow

► To cite this version:

Oswaldo Ramos Sparrow. Modélisation et conception d'un récepteur non cohérent ultra large bande pour les communications ULB radio impulsionnelle dans la bande 3-5 GHz. Autre. Université Nice Sophia Antipolis, 2014. Français. NNT : 2014NICE4091 . tel-01127199

HAL Id: tel-01127199

<https://theses.hal.science/tel-01127199>

Submitted on 7 Mar 2015

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Université de Nice Sophia Antipolis
École Doctorale Sciences & Technologies de l'Information et de la
Communication (ED STIC)

Thèse

Présentée pour obtenir le grade de

Docteur

Spécialité : Micro et Nanoélectronique

Par

Oswaldo RAMOS SPARROW

Sous la direction de Gilles JACQUEMOD

Intitulé de la thèse :

Modélisation et Conception d'un Récepteur Non Cohérent Ultra Large Bande pour les Communications ULB Radio Impulsionnelle dans la Bande de Fréquence 3-5 GHz

À soutenir publiquement le 17 Novembre 2014

Membres du Jury

M. Gilles JACQUEMOD	Professeur (EpOC)	Directeur
M. Sylvain BOURDEL	Professeur (IM2NP)	Co-directeur
M. Ian O'CONNOR	Professeur (INL)	Rapporteur
M. Jean-Baptiste BEGUERET	Professeur (IMS)	Rapporteur
M. Jean GAUBERT	Professeur (IM2NP)	Examineur
M. William TATINIAN	Maitre de Conférence (LEAT)	Examineur
M. Robert LEYDIER	Ingénieur (INVIA)	Examineur

Este trabajo está dedicado a mi madre que tanto me apoyo y me aconsejo a lo largo de mi vida. Y a mi padre que supo encaminarme en el ámbito de la investigación.

Oswaldo RAMOS

“I do not think there is any thrill that can go through the human heart like that felt by the inventor as he sees some creation of the brain unfolding to success . . . Such emotions make a man forget food, sleep, friends, love, everything.”

Nikola TESLA

REMERCIEMENTS

Tout d'abord, je tiens à remercier Monsieur Jean-Yves DAUVIGNAC, directeur du Laboratoire d'Électronique, Antennes et Télécommunications (LEAT), ainsi que Madame Cécile BELLEUDY, responsable de l'équipe Modélisation et Conception Systèmes d'Objets Communicants (MCSOC), pour m'avoir respectivement accueilli au laboratoire, et dans l'équipe présente sur le site de Sophia Antipolis.

Également, je tiens à remercier Monsieur Rachid BOUCHAKOUR, directeur de l'Institut Matériaux Microélectronique Nanosciences de Provence (IM2NP), ainsi que Monsieur Hervé BARTHÉLÉMY, responsable de l'équipe Conception de Circuits Intégrés (CCI), pour m'avoir respectivement accueilli à l'institut, et dans l'équipe présente sur le site du Technopôle de Château-Gombert.

Je remercie Monsieur Jean-Baptiste BEGUERET, Professeur à l'Université Bordeaux, Monsieur Ian O'CONNOR, Professeur à l'École Central de Lyon, d'avoir accepté la lourde charge de rapporter ce manuscrit. De la même manière, je remercie Monsieur Jean GAUBERT, Professeur à l'Université d'Aix-Marseille et Monsieur Robert LEYDIER, Ingénieur en Chef à INVIA d'avoir bien voulu juger ce travail.

Bien entendu, je remercie chaleureusement Gilles JACQUEMOD pour m'avoir accepté et dirigé en thèse. Il en est de même, je remercie fortement Sylvain BOURDEL, William TATINIAN, Jean GAUBERT, Nicolas DEHAESE pour la confiance et la liberté qu'ils m'ont accordées pendant ces trois années. Ainsi que pour toutes les personnes présentes sur le site ayant contribué à ces travaux, que ce soit de près, de loin, ou voir, de vraiment très loin.

Enfin, tout ceci n'aurait pas été possible sans le soutien moral de mes parents, la bonne humeur de mes sœurs et la fraternité de mes amis.

TABLE DE MATIÈRES

INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
CHAPITRE I SYSTEMES ULTRA LARGE BANDE POUR LES COMMUNICATIONS SANS FIL	5
I.1. INTRODUCTION À L’ULB	5
I.1.1. HISTORIQUE	6
I.1.2. DEFINITION	8
I.1.3. REGLEMENTATION DE L’ULB	9
I.1.4. NORMALISATION DE L’ULB	13
I.1.5. CONCLUSION	14
I.2. SYSTEMES DE COMMUNICATIONS ULB	15
I.2.1. ULTRA LARGE BANDE OFDM (UWB – OFDM)	15
I.2.2. ULTRA LARGE BANDE RI (UWB – IR)	17
I.2.3. CONCLUSION	18
I.3. RECEPTEURS ULB – RI	19
I.3.1. SIGNAUX ULTRA LARGE BANDE RI	21
I.3.2. RÉCEPTEUR NON COHÉRENT	24
I.3.3. CONCLUSION	34
I.4. APPLICATIONS DE LA TECHNOLOGIE ULB	35
I.4.1. RADARS DE HAUTE RESOLUTION	35
I.4.2. SYSTÈMES DE COMMUNICATION	37
I.4.3. LISTE D’APPLICATIONS	37
I.4.4. CONCLUSION	38
I.5. CONCLUSIONS	39
REFERENCES	40

CHAPITRE II RECEPTEUR NON COHERENT ULB : ETUDE THEORIQUE ET ANALYSE NIVEAU SYSTEME	42
II.1. INTRODUCTION	42
II.1.1. LANGAGE DE SIMULATION MIXTE AMS	43
II.1.2. SIMULATEURS DEDIES	44
II.1.3. CONCLUSION	44
II.2. MODELISATION DES IMPULSIONS ULB ET DU BRUIT BLANC	46
II.2.1. GENERATION DES IMPULSIONS ULB	46
II.2.2. MODELISATION DU BRUIT BLANC GAUSSIEN	47
II.2.3. CONCLUSION	48
II.3. RECEPTEUR NON COHERENT	49
II.3.1. DETECTION CRETE	49
II.3.2. DETECTION D'ENERGIE	50
II.3.3. CONCLUSION	50
II.4. APPROCHE THEORIQUE DE LA DETECTION D'ENERGIE	51
II.4.1. DETECTEUR D'ENERGIE (DE)	51
II.4.2. PSEUDO DETECTEUR D'ENERGIE (PDE)	53
II.4.3. COMPARAISON	62
II.4.4. CONCLUSION	62
II.5. ANALYSE NIVEAU SYSTEME DE LA DETECTION D'ENERGIE	63
II.5.1. DETECTEUR D'ENERGIE (DE)	65
II.5.2. PSEUDO DETECTEUR D'ENERGIE (PDE)	71
II.5.3. COMPARAISON ENTRE LE PSEUDO DETECTEUR D'ENERGIE (PDE) ET LE DETECTEUR D'ENERGIE (DE)	79
II.6. CONCLUSIONS	81
REFERENCES	82
 CHAPITRE III RECEPTEUR NON COHERENT ULB 3-5 GHz : REALISATION ET CONCEPTION	 83
III.1. INTRODUCTION	83
III.2. RECEPTEUR NON COHERENT	85

III.2.1. LNA SINGLE TO DIFFERENTIAL (S2D)	86
III.2.2. PSEUDO DETECTEUR D'ENERGIE (PDE)	88
III.2.3. CONCLUSION	99
III.3. RESULTATS DE SIMULATION ET MESURE	100
III.3.1. RESULTATS DE SIMULATION	101
III.3.2. LAYOUT ET RESULTATS DE MESURE	112
III.4. CONCLUSIONS	115
REFERENCES	116
 CHAPITRE IV OPTIMISATION DU RECEPTEUR ULB ET NOUVELLES ARCHITECTURES DU DETECTEUR D'ENERGIE	 118
IV.1. INTRODUCTION	118
IV.2. TRANSISTOR MOS	119
IV.2.1. RÉGIME FORTE INVERSION	120
IV.2.2. RÉGIME FAIBLE INVERSION	121
IV.2.3. MODÈLE PETIT SIGNAL	125
IV.2.4. CONCLUSION	126
IV.3. NOUVELLES ARCHITECTURES	127
IV.3.1. ÉTAT DE L'ART SUR LE SQUARER	127
IV.3.2. SQUARER 1 : Entrée du signal par la Grille du Transistor MOS	131
IV.3.3. SQUARER 2 : Entrée du Signal par la Grille et la Source du Transistor MOS	137
IV.3.4. SQUARER 3 : Transistor MOS Configuré en Diode	139
IV.3.5. CONCLUSION	140
IV.4. OPTIMISATION DU PSEUDO DÉTECTEUR D'ÉNERGIE	141
IV.4.1. OPTIMISATION DU SQUARER	143
IV.4.2. FILTRE PASSE BAS	145
IV.4.3. ETAGE D'AMPLIFICATION	146
IV.4.4. CONCLUSION	147
IV.5. CONCLUSIONS	149
REFERENCES	150
 CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES	 151

LISTE D'ACRONYMES

Pour des raisons de lisibilité, la signification d'une abréviation ou d'un acronyme n'est souvent rappelée qu'à sa première apparition dans le texte d'un chapitre. Par ailleurs, puisque nous utilisons toujours l'abréviation la plus usuelle, il est fréquent que ce soit le terme anglais qui soit employé.

BER	Bit Error Ratio
BiCMOS	Bipolar CMOS
BM	Biphase Modulation
BPF	Band Pass Filter
BW	Band-Width
CEPT	European Conference of Postal and Telecommunication
CMOS	Complementary MOS
CMOS RF	CMOS Radio Frequency
CNRS	Centre National de la Recherche Scientifique
DCM	Double Carrier Modulation
DE	Détecteur d'Énergie
DES	Energy Spectral Density
DSSS-IR	Direct-Sequence Spread Spectrum Impulse Radio
DS UWB IR	Direct Sequences UWB IR
DSP	Power Spectral Density
ECC	Electronic Communication Committee
ECMA	European Computer Manufacturers Association
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
IM2NP	Institut Matériaux Microélectronique Nanosciencia Provence
FCC	Federal Communication Commission
FH UWB OFDM	Frequency Hopping UWB OFDM
GRECO	GREen wireless Communication Objects
HEMT	High Electron Mobility Transistor
IEEE	Institute of Electrical and Electronic Engineers
IRMA	Impulse Radio Multiple Access
ITU	International Telecommunication Union

ITU-R	ITU Radiocommunication Sector
LDC	Low Duty Cycle
LEAT	Laboratoire d'Électronique, Antennes et Télécommunications
LNA	Low Noise Amplifier
LPF	Low Pass Filter
MBOA	Multi Band OFDM Alliance
MOS	Metal Oxide Semiconductor
NF	Noise Figure
OL	Oscillator Local
OOK	On Off Shift Keying
PDE	Pseudo Détecteur d'Énergie
PIRE	Puissance Isotrope Rayonnée Équivalente
PIM	Pulse Interval Modulation
PPM	Pulse Position Modulation
RBW	Relative BW
TH UWB IR	Time Hopping UWB IR
TRM	Transmitter Reference Modulation
ULB	Ultra Large Bande
ULB RI	ULB Radio Impulsionnel
UWB	Ultra Wide-Band
UWB IR	UWB Impulse Radio
UWB OFDM	UWB Orthogonal Frequency Division Multiplex
WBAN	Wireless Body Area Network
WiMedia	Wireless Multimedia
WiFi	Wireless Fidelity
WLAN	Wireless Local Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Avant Propos

Le monde de la technologie des télécommunications a évolué très rapidement depuis que Tesla a découvert un moyen de transmettre l'énergie sans fil dans les années 1890 et depuis que Marconi a utilisé ses travaux pour réaliser ce qui semblait être la première communication sans fil en 1895. De nos jours, la problématique est que le spectre de fréquences pour les communications sans fil atteint sa limite d'occupation, et des mesures de sécurité pour éviter des interférences ont été mises en place. Des notions comme la consommation d'énergie ou le coût de fabrication sont très recherchées dans le marché des télécommunications. La réalisation des transmissions sans fil est mise en place avec la technologie dite à bande étroite. Ainsi, en février 2002, une nouvelle technologie appelée « Ultra Wide Bande (UWB) » fut présentée comme solutions à beaucoup de problèmes de transmission. Après cette découverte (de la part des industrielles), la perception du monde des télécommunications a basculé. Actuellement, il existe de nombreux travaux de recherche sur cette technologie, appelée en français, Ultra Large Bande ou ULB.

Enfin, la technologie ULB est un domaine encore vierge et tous ces avantages ainsi que les applications potentielles sont en train d'être découvertes partout dans le monde entier.

Motivations et Contexte Historique

La technologie ultra large bande ou simplement ULB a attiré beaucoup d'intérêt dans les dernières années, particulièrement depuis la révision en février 2002 de la réglementation de la « Federal Communications Commission (FCC) » des États-Unis, qui permet l'utilisation de la technologie ULB en tant que système superposé dans la plage de fréquences de 3,1 à 10,6 GHz. Les principaux attraits de cette technologie sont d'importants : taux de transmission, faible coût et faible consommation de puissance. En mars 2007, l'« Electronic Communications Committee (ECC) » autorise, l'utilisation de la technologie ULB dans les bandes 4,2 à 4,8 GHz et 6 à 8,5 GHz. De par sa nature, la technologie ULB opèrera nécessairement en présence d'interférents relativement puissants en plus du bruit gaussien ou bruit blanc thermique.

Les transmissions ULB offrent des avantages considérables. Tout d'abord, la bande étant très large, la capacité du canal de transmission en est d'autant augmentée, ainsi les débits de données possibles sont supérieurs au Gbit/s. Ensuite l'impulsion large bande codant l'information est de très courte durée. Elle est donc résistante aux multi-trajets, qui peuvent être pris en compte pour mieux détecter l'impulsion et éliminer les trajets parasites. Elle apporte aussi une importante précision temporelle nécessaire pour les systèmes de géo-localisation. Les transmissions ULB ont un second atout pour la géo-localisation résidant dans la capacité de pénétration du signal ULB. Le transmetteur peut être utilisé pour sonder des matériaux et des pièces.

La technologie ULB doit aussi permettre de simplifier l'émetteur-récepteur en réduisant le plus possible la partie analogique du circuit et en augmentant la partie numérique. En effet, pour réduire les coûts de fabrication des puces radiofréquences, la frontière analogique-numérique est repoussée amenant à des systèmes complètement numériques pour certaines normes. De plus, le fait que la densité spectrale de puissance du signal ULB soit large bande et de faible niveau, permet que les objets communicant faible bande ou même large bande avoisinant un transmetteur ULB subissent peu d'interférences aux signaux ULB.

Contexte de la Thèse

Les travaux présentés dans ce mémoire se sont déroulés dans le cadre d'une collaboration entre l'équipe de Modélisation et Conception Systèmes d'Objets Communicants (MCSOC) du laboratoire LEAT (Laboratoire d'Électronique, Antennes et Télécommunications) situé à Sophia Antipolis et l'équipe Conception de Circuits Intégrés (CCI) du laboratoire IM2NP (Institut Matériaux Microélectronique Nanosciences de Provence) situé à Marseille. Cette thèse s'inscrit dans le cadre du projet ANR GRECO (GREen wireless Communication Objects) et elle a été codirigée par Monsieur Gilles JACQUEMOD, *Professeur à l'Université Nice – Sophia Antipolis*, Monsieur Sylvain BOURDEL, *Professeur à l'Université de Grenoble* et Monsieur William TATINIAN, *Maître de Conférences à l'Université Nice – Sophia Antipolis*.

L'objectif du projet est la réalisation d'un prototype d'émetteur-récepteur ULB RI totalement intégré sur silicium. Ce prototype doit fonctionner pour des réseaux de capteurs à bas débit, faible coût et faible consommation. C'est dans ce contexte qu'a été défini le sujet de cette thèse dont l'objectif est de concevoir la partie analogique des récepteurs radio impulsionnels (ULB RI), en la technologie ST HCMOS9RF 0,13 μm qui offre des composants actifs caractérisés pour les applications radiofréquences ainsi que des composants passifs (inductances et capacités).

Plan du Manuscrit

Le chapitre I est consacré à l'étude des systèmes ULB ainsi qu'une étude sur les caractéristiques temporelles et spectrales des signaux ULB. Nous focaliserons notre étude sur le cas particulier des récepteurs ULB non cohérents qui présentent beaucoup d'intérêt pour les applications ciblées dans cette thèse. Il commence avec une étude bibliographique des différents types de récepteurs existant pour développer une comparaison orientant le choix vers telle ou telle famille de récepteurs. De plus cette étude permet de mettre en évidence les points critiques du récepteur par rapport à sa faisabilité dans une technologie CMOS et par rapport à ses performances. Enfin, la dernière partie est consacrée aux applications de la technologie ULB et son importance dans le domaine des communications sans fil.

Le chapitre II élabore le système modélisé et définit le signal transmis ainsi que la modélisation simple des récepteurs non cohérents. Ce chapitre va permettre de détailler deux familles de détecteurs ULB : i) le détecteur d'énergie, ii) le pseudo détecteurs d'énergie. Ces deux familles sont modélisées pour étudier la faisabilité et pour commencer une étude sur le dimensionnement des différents blocs internes du récepteur. Nous proposerons ensuite une méthode pour déterminer leurs performances en termes de BER et nous présenterons une comparaison des résultats obtenus par la théorie et par la simulation, en justifiant notre choix du pseudo détecteur d'énergie pour réaliser la partie de détection du récepteur ULB RI.

Le chapitre III présente les étapes de synthèse pour la réalisation du squarer (mise au carré du signal), du filtre passe bas (pseudo intégrateur) et de l'étage de décision sur silicium dans la perspective de réaliser le pseudo détecteur d'énergie et l'intégrer dans le récepteur ULB RI. Des réalisations pour la bande 3-5 GHz sont proposées et leurs utilisations pour les normes FCC et ECC sont envisagés. Des solutions sont apportées en utilisant la théorie des transistors CMOS en régime de faible et forte inversion.

Le chapitre IV expose des méthodes pour optimiser le récepteur, une étude approfondie sur les modes de fonctionnement du transistor CMOS, focalisés dans la région de faible inversion (particulièrement sur la zone subthreshold). Également, nous présenterons des méthodes de réalisations pour le circuit du squarer. Le dimensionnement de chaque prototype et les performances simulées sont également détaillées. Plusieurs topologies sont évaluées en guise de perspectives.

« Ne sachant pas que c'était impossible, ils l'ont fait. »

« L'impossible prend, seulement, plus du temps »

CHAPITRE I

SYSTEMES ULTRA LARGE BANDE

POUR LES COMMUNICATIONS SANS FIL

I.1. INTRODUCTION À L'ULB

Les communications sans fil Ultra Large Band (ULB) connues internationalement sous le nom UWB (Ultra Wide Band) pour son sigle en anglais, sont basées sur l'émission et la réception des impulsions de très faible durée de l'ordre de quelques pico ou nano secondes pour une version IR (Impulse Radio, une autre version de type OFDM coexiste). L'information est généralement présentée sous forme binaire (numérique), où chaque bit peut être représenté par une ou plusieurs impulsions ULB. L'avantage de ce système est que la transmission de données peut atteindre des débits de l'ordre de quelque giga bits par second (Gbps) en raison de la très courte durée des impulsions. Cette caractéristique très importante peut être clairement démontrée avec le théorème de Shannon - Hartley (cf. équation I.1.1) où la capacité du canal C (bits/s) est proportionnelle à sa bande passante BW (Hz) et dépend également de son rapport signal à bruit, RSB. D'après cette relation le facteur le plus important pour déterminer la capacité du canal est sa bande passante. Dans le cas d'un RSB donné, un système ULB aura une capacité supérieure à celle d'un système à bande étroite.

$$C = BW \cdot \log_2(1 + RSB) \quad \text{eq. I.1.1}$$

De plus, l'avantage de sa large bande passante permet d'intégrer plusieurs fonctions autres que la transmission de données. En outre, la densité spectrale de puissance du signal ULB se trouve au dessous du plancher du bruit des signaux à bande étroite (cf. figure I.1.1). Cette caractéristique permet aux communications ULB de coexister avec les technologies conventionnelles. Une autre caractéristique très importante est l'immunité aux interférences dues aux obstacles « multipath », rencontrées dans une communication mobile ou à l'intérieur d'un bâtiment. De cette manière la technologie ULB se présente comme la meilleure solution aux problèmes rencontrés dans les communications RF.

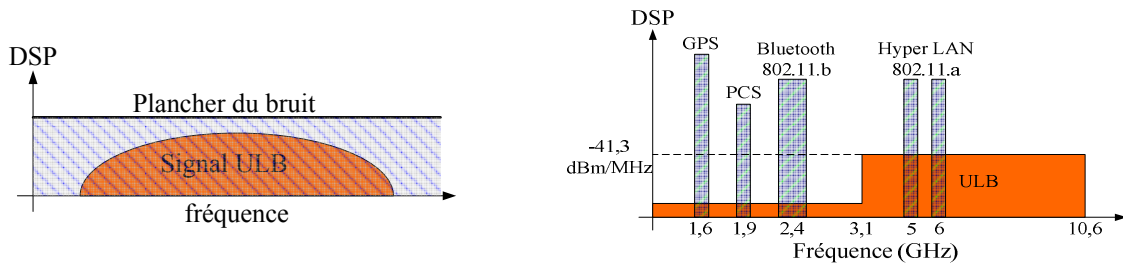


Figure I.1.1 Spectre de puissance dans les communications sans fil

I.1.1. HISTORIQUE

La technologie ULB a été développée dans un premier temps pour réaliser la transmission de données hautement sécurisée et pour des applications radars. Dans les années 1960, cette technologie était connue comme sans porteuse (carry free), en bande de base (baseband), ou encore impulsionnelle. Toutefois, on trouve des travaux réalisés par Pierce et Hopper [1] en 1952 sur la transmission de signaux téléphoniques analogiques, au moyen d'impulsions aléatoires espacées dans le temps. Cet article semble constituer le premier travail sur la radio par impulsion à accès multiple (RIAM ou IRMA : Impulse Radio Multiple Acces). Mais, c'est en 1973 que le premier brevet sur l'application des impulsions dans les télécommunications a été déposé par G.F. Ross aux États-Unis [2]. Quelques années plus tard, en 1989, le terme ULB apparaît pour la première fois dans une publication du ministère de la Défense des États-Unis (DoD), où la plupart des travaux de recherche étaient envisagés pour des applications militaires. En outre, le premier article décrivant l'Impulse Radio (IR) comme solution à des communications sans fil a été publié en 1992 par P. Withington et Fullerton [3]. Cet article fut

suivi par des travaux académiques démarrés par Scholtz en 1993 [4]. Mais, jusqu'en 1994, le gouvernement des États-Unis avait maintenu les travaux liés à ULB sous le couvert de confidentialité. Depuis cette année, plusieurs travaux de recherche par rapport au canal de transmission et aux avantages de la technologie ULB dans les communications sans fil ont été publiés. Les résultats obtenus par des études réalisées par des agences gouvernementales ainsi que par des entreprises privées sur cette technologie ont fourni les informations nécessaires pour une réglementation et une coexistence avec les technologies de communications sans fil à bande étroite. Ainsi, la « Federal Communications Commission » (FCC) qui est en charge de la régularisation des bandes de fréquences aux États-Unis, réglemente en février 2002, l'utilisation de la technologie ULB dans la bande 3,1 à 10,6 GHz, en limitant le niveau de puissance d'émission des signaux pour des applications commerciales à -41,3 dBm/MHz avec une bande passante de 7,5 GHz, connue communément comme « masque FCC ». Finalement, vue l'importance et les avantages de cette technologie, le régulateur des bandes de fréquences en Europe, l'« Electronic Communications Committee » (ECC) autorise en mars 2007, l'utilisation de la technologie ULB dans les bandes 4,2 à 4,8 GHz et 6 à 8,5 GHz en limitant la puissance d'émission des signaux pour des applications commerciales à -41,3 dBm/MHz avec une bande passante de 600 MHz pour la première bande et 2,5 GHz pour la deuxième.

Suite à la réglementation, d'autres problèmes principalement liés à la transmission de données et à la standardisation de la couche physique dans les communications sans fil pour les applications de type WPAN (Wireless Personal Area Network), sont apparus. En 1999, l'« Institute of Electrical and Electronics Engineers » décide de créer le standard IEEE.802.15.3 pour optimiser la couche physique et le contrôle d'accès au matériel (MAC, Media Access Control) dans les communications WPAN haut débit. Et, en 2003, cette institution crée le standard IEEE 802.15.3a où l'ULB avait été retenue comme une possible solution pour la réalisation de la couche physique. D'un autre côté le besoin de diminuer la consommation d'énergie et le coût de fabrication de la couche physique a donné lieu à la création, en 2003, du standard IEEE 802.15.4 pour les réseaux WPAN bas débit. Toutefois, ce n'est qu'en 2007 que ce standard est modifié sur le nom IEEE.802.15.4.a et adopte la technologie ULB comme couche physique possible. L'immaturité de cette technologie a introduit des conflits d'intérêt dans la technique de transmission de données et leur performance. D'un côté, l'alliance « WiMedia » (Wireless Multimedia) promeut la modulation par répartition de fréquences orthogonales (OFDM, Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Et, de l'autre côté, l'alliance « DSSS-IR » (Direct-Sequence Spread

Spectrum Impulse Radio) promeut la radio impulsionnelle (RI ou « IR, Impulse Radio »). Cependant, les derniers travaux de recherche menés sur l'ULB montrent que l'OFDM semble être la meilleure option pour le standard IEEE 802.15.3a où la transmission de données est à très haut débit. L'IR est plus intéressante pour les applications à faible coût et bas débit et pourrait être ainsi adopté par le standard IEEE 802.15.4a. De plus, cette technique est aussi adaptée pour le standard IEEE 802.15.6 qui décrit les réseaux corporels sans fils (WBAN, Wireless Body Area Network). En outre, l'utilisation d'impulsions très courtes montre qu'il est fortement envisageable de l'employer dans les applications telles que l'identification radiofréquence (RFID) ou les réseaux de capteurs sans fil (WSN). Il est essentiel de comprendre que la recherche dans le domaine de l'ULB est encore en voie de perfectionnement, et que les outils d'analyse, tant sur le plan de la simulation que de la mesure n'ont pas atteint la maturité de ceux utilisés en bande étroite.

I.1.2. DEFINITION

Une première définition d'un signal ULB avait été donnée par Taylor [5], où la largeur de la bande passante relative (BW_R) du signal devait être égale ou supérieure à 0,25 (cf. équation I.1.2). Mais, le problème avec cette définition était qu'un téléphone filaire occupant la bande 300 – 3400 Hz pouvait être considéré comme ULB. Face à ce problème, la FCC redéfinit les signaux ULB où la densité spectrale de puissance (DSP) à -10 dB excède à tout moment une largeur de 500 MHz et la bande passante relative est supérieure à 20% (cf. équation I.1.3).

$$BW_R = 2 \cdot \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \geq 0.25 \rightarrow \text{Taylor} \quad \text{eq. I.1.2}$$

$$BW_R = 2 \cdot \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} > 0.2 \rightarrow \text{FCC} \quad \text{eq. I.1.3}$$

La définition donnée par la FCC permet de différencier les signaux ULB des signaux à bande étroite. Les figures I.1.2 et I.1.3 montrent les différences dans le domaine temporel et fréquentiel entre un signal sinusoïdal pur ($f_0 = 6$ GHz), une impulsion sinusoïdale de durée de quatre nano secondes et une autre de durée de quatre cents pico secondes. La DSP des signaux révèle la différence des puissances ainsi que la largeur de la bande passante.

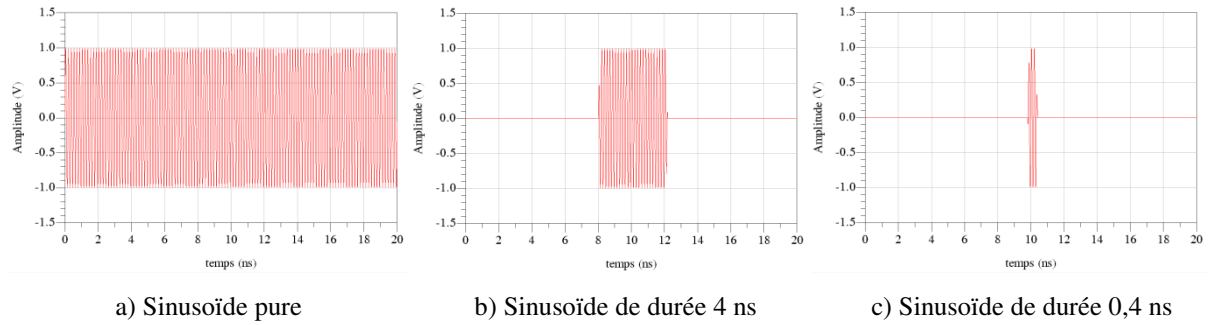


Figure I.1.2 Représentation des plusieurs impulsions dans le domaine temporel [6]

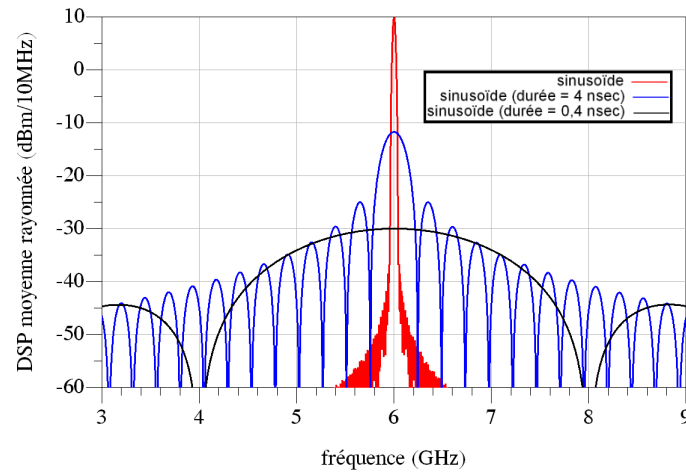


Figure I.1.3 Représentation des plusieurs impulsions dans le domaine fréquentiel [6]

I.1.3. REGLEMENTATION DE L'ULB

La réglementation de la technologie ULB varie selon les régions (Amérique, Europe, Asie) ou suivant les pays. Cette variation consiste dans l'utilisation du spectre de radiofréquence octroyé par les organismes gérant chaque région. Bien que la FCC impose une puissance d'émission de -41,3 dBm/MHz (mesurée par un analyseur de spectre ayant une résolution fixe de 1 MHz), chaque pays ou région peut modifier cette valeur. D'après [7] et [8], la puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE) moyenne du signal (P_{mE}) à la fréquence centrale (f_0) dans une bande égale à RBW se calcule de la manière suivante :

$$P_{mE}(f_0) = \frac{1}{Z_L} \cdot \int_{f_0 - \frac{RBW}{2}}^{f_0 + \frac{RBW}{2}} \gamma_s(f) df \quad \text{eq. I.1.4}$$

Où, $\gamma_s(f)$ représente la DSP mono-latérale du signal émis et Z_L l'impédance sur laquelle la puissance moyenne est mesurée.

Ensuite, afin d'éviter des perturbations sur les signaux à bande étroite, engendrées par les signaux ULB et limiter leur puissance à bas débit, le PIRE pic (P_{pE}) calculé à la fréquence (f_M) où la puissance est maximale, est défini dans l'équation I.1.5. Et dans la pratique, la mesure de cette puissance se réalise avec un analyseur de spectre dont la résolution varie entre 3 et 50 MHz, en utilisant une détection pic.

$$P_{pE}(f_M)|_{50MHz} = P_{pE}(f_M)|_{RBW} + 20 \cdot \log\left(\frac{50}{RBW|_{MHz}}\right) \quad \text{eq. I.1.5}$$

Finalement, la puissance pic du signal émis $s(t)$ avec une RBW centrée autour de la fréquence f_M est définie par l'équation suivante :

$$P_{pE}(f_M) = \max\left(\frac{|s(t) \otimes RBW(t)|^2}{Z_L}\right) \quad \text{eq. I.1.6}$$

Les limitations de puissance d'émission du signal ULB varient en fonction du domaine d'application et selon la réglementation de chaque pays qui couvre les points suivants :

- L'application intérieure, extérieure, portable, médicale, imagerie.
- Les bandes de fréquences disponibles.
- Le niveau de la puissance d'émission (PIRE).
- Les techniques pour réduire une possible interférence due au signal ULB.

I.1.3.1. Réglementation aux États-Unis ou Norme FCC

En Mai 2000, le FCC reçoit plus de 1000 documents de plus de 150 organisations différentes pour mettre en place une réglementation afin que la technologie ULB puisse être utilisée sans avoir une influence (interférence) sur les technologies dites à bande étroite. Suite à ces études, le 14 Février 2002, le FCC présente le spectre de fréquences et les limitations de la puissance d'émission (PIRE moyenne) pour les diverses applications potentiellement envisagées pour l'ULB. De cette manière, le FCC limite la puissance moyenne d'émission (P_{mE}) à -41,3 dBm/MHz et une bande passante supérieure à 500 MHz à -10 dB de la puissance moyenne maximale. Comme il n'existe aucune restriction dans l'utilisation de cette technologie, elle reste ouverte à tous (organisations privées ou publiques et radio amateurs), à

la condition que le signal ULB respecte le gabarit du masque FCC. La figure I.1.4 montre les limitations de la puissance PIRE moyenne pour les communications sans fil intérieures et extérieures, où la principale bande d'utilisation est donnée entre les fréquences 3,1 à 10,6 GHz.

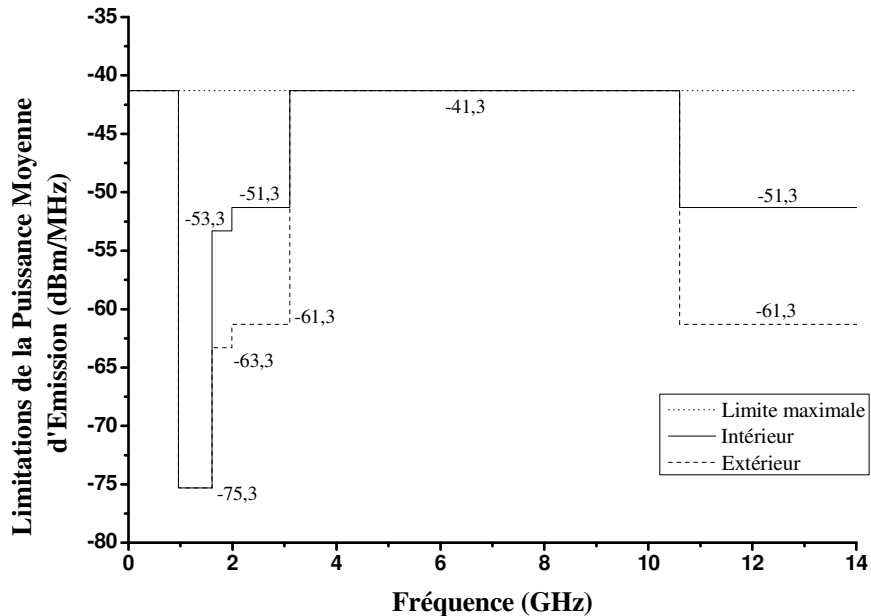


Figure I.1.4 Masque FCC

I.1.3.2. Réglementation Européenne ou Norme ECC

En 2001, la CEPT (Conférence Européenne des Administrations des Postes et Télécommunications) et l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute) entament des études sur l'impact de la technologie ULB dans les communications radio fréquences européennes. Après l'analyse des premiers rapports techniques, ils identifient la bande 6 à 8,5 GHz comme la meilleure option pour réguler la technologie ULB en Europe. Cette même année le CEPT décide de former un groupe pour réguler les communications électroniques appelé ECC.

En Mars 2007, l'ECC présente le rapport final où il attribue, d'une part, deux sous-bandes de fréquences 4,2 à 4,8 GHz et 6 à 8,5 GHz et d'autre part, il limite la puissance moyenne d'émission de la même manière que le fait le FCC. Néanmoins, l'ECC introduit des restrictions dans l'émission des signaux ULB dans la première sous bande, où il est obligatoire d'utiliser deux techniques d'atténuation. La première technique introduite dans la

réglementation européenne est appelée Detect And Avoid (DAA) et consiste à détecter si les bandes de fréquence sont utilisées par des systèmes de localisation, et si ce le cas, le système ne devra pas émettre dans cette bande. La deuxième technique se nomme Low Duty Cycle (LDC) et consiste quant à elle à émettre par train d'impulsions appelé aussi « burst » de durée inférieure à 5 msec. Finalement, la figure I.1.5 montre les limitations de la puissance PIRE moyenne pour les communications sans fil intérieures, où les principales bandes d'utilisation sont données entre les fréquences 4,2 à 4,8 GHz et 6 à 8,5 GHz.

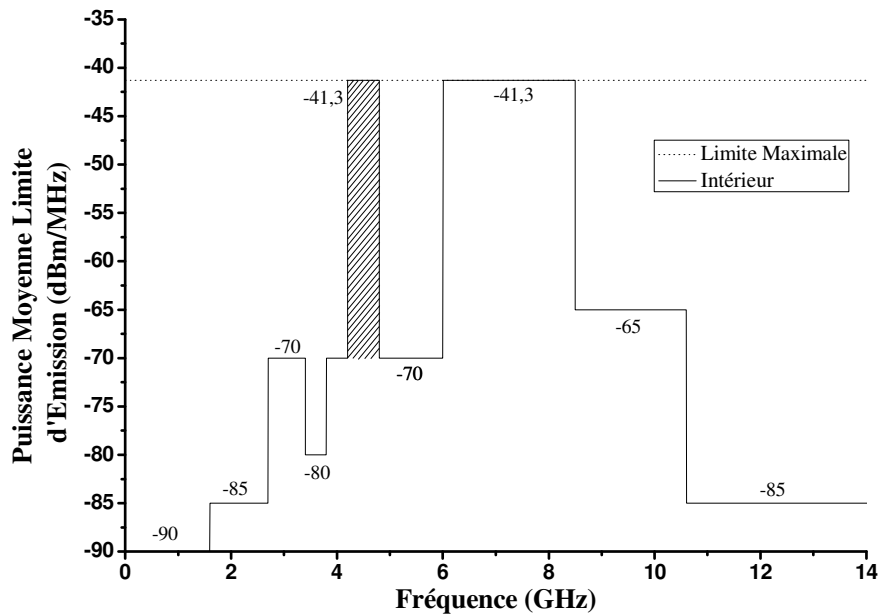


Figure I.1.5 Masque ECC

Le tableau présenté ci-dessous montre un résumé des bandes de fréquences attribuées dans les différentes régions du monde. Due à ces limitations de la puissance PIRE moyenne, la technologie ULB est limitée aux communications sans fil de type WPAN.

Pays	Bande 1 (GHz)	Bande 2 (GHz)
États Unis	3,1 – 10,6	--
Europe	4,2 – 4,8	6 – 8,5
Japon	3,4 – 4,8	7,25 – 10,25
Corée	3,1 – 4,8	7,2 – 10,2
Singapour	4,2 – 4,8	6 – 9
Chine	4,2 – 4,8	6 – 9

Tableau I.1.1 Bandes de fréquences allouées

I.1.4. NORMALISATION DE L'ULB

Après la réglementation de la technologie ULB, réalisée en 2002 par le FCC, deux techniques pour l'émission de ces signaux ont été présentées l'IR et le OFDM. La première technique était proposée par l'alliance « DSSS-IR » et la seconde par l'alliance « WiMedia » [7]. Suite aux désaccords entre les deux parties pour standardiser leur technique, l'IEEE crée les standards IEEE 802.15.3a et 802.15.4a pour les communications WPAN haut et bas débit [9][10]. L'alliance WiMedia dépose auprès de l'ECMA (European Computer Manufacturers Association) sa proposition pour les communications ULB qui se convertira dans le standard ECMA-368 [11].

Le standard IEEE 802.15.3a définit 16 canaux pour la transmission où 12 canaux ont une bande passante de 499,2 MHz et les autres ont une bande de 1331,2 MHz [10]. Ces canaux sont distribués en trois groupes, le premier appelé « Sub – Giga Hertz Band » est composé d'un canal centré sur 499,2 MHz. Le second groupe, nommé « Low Band », comprend trois canaux de 499,2 MHz et un canal de 1331,2 MHz qui englobe les trois premiers, dans la bande 3,1 – 4,8 GHz. Et le dernier groupe, « High Band », contient le reste des canaux dans la bande 6 – 10,6 GHz (cf. figure I.1.6).

Le standard ECMA spécifie une partition de 14 canaux de 528 MHz de bande passante sur toute la bande principale du masque FCC [11]. Ces canaux sont répartis en six groupes où les douze premiers canaux sont eux-mêmes répartis en quatre groupes de trois canaux chacun et le groupe cinq est défini avec les deux canaux restants. Enfin, le groupe six est formé par le dernier canal du groupe quatre et les deux premiers du groupe cinq (cf. figure I.1.6) afin qu'un groupe soit toujours en mesure de respecter l'une des réglementations.

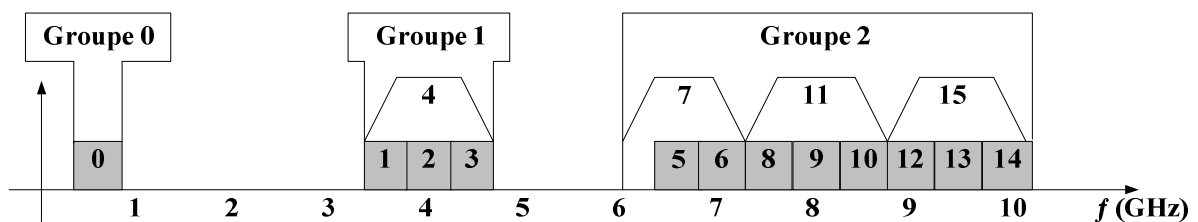


Figure I.1.6 Plan de fréquences du standard IEEE 802.15.4a [10].

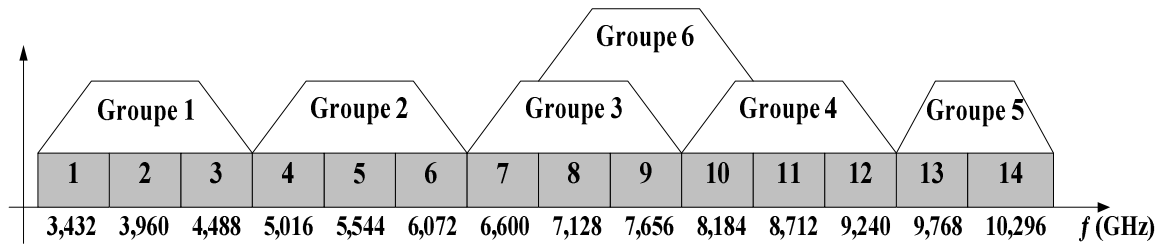


Figure I.1.7 Plan de fréquences du standard ECMA-368 [11].

I.1.5. CONCLUSION

Il est important de rappeler que les réglementations permettent d'utiliser les bandes de fréquences définies pour les standards tant pour la technique radio impulsionnelle (RI) ou la technique de modulation par répartition de fréquences orthogonales (OFDM) sans qu'il n'y ait d'interférences entre eux. En outre, les canaux de 500 MHz permettent d'augmenter l'énergie d'émission qui se traduit par une amélioration des performances de l'émetteur – récepteur (E/R) ULB. De plus, il est possible d'utiliser simultanément les bandes et sous bandes définies dans les standards IEEE et ECMA. Le standard imposé par l'ECMA est visé pour les transmissions OFDM contrairement au standard IEEE qui est plus flexible. Malgré cette caractéristique de l'ECMA, il est toujours possible d'utiliser la RI pour des applications d'imagerie ou de géo-localisation.

Le travail présenté dans cette thèse vise la réglementation des masques ECC et FFC pour les applications intérieures en respectant les standards IEEE (groupe 1) et ECMA (groupes 1 et 2).

I.2. SYSTEMES DE COMMUNICATIONS ULB

La technologie ULB est basée sur la technique d'étalement du spectre. Cette technique a été appliquée dans la téléphonie mobile, connue comme CDMA (Code Division Multiple Access), depuis les années 1988. Cette technique consiste à diminuer la durée de l'impulsion informative pour augmenter la bande utile du signal, par conséquent le niveau de la puissance peut descendre en dessous du niveau de bruit. Le système devient sécurisé car l'information est noyée dans le bruit. Il existe deux techniques permettant d'exploiter les caractéristiques de l'ULB, la première est l'ULB – OFDM et l'autre c'est l'ULB – RI. L'analyse des ces deux techniques sera réalisée au niveau de leur topologie, de leur complexité de mise en œuvre, de leur consommation d'énergie et sur le coût de fabrication.

I.2.1. ULTRA LARGE BANDE OFDM (UWB – OFDM)

Avec la création de la « Multi Band OFDM Alliance » (MBOA) en juin 2003, la modulation OFDM a été envisagée comme la meilleure solution pour les problèmes d'interférences dans les communications ULB. Cette technique permet de transmettre plusieurs porteuses configurées orthogonalement dans le domaine fréquentiel pour ne pas perdre d'information. L'OFDM est basée sur la sous-division en bande passante, disponible dans le masque FCC, dans des sous-bandes de 528 MHz. Toutefois, chaque bande de 528 MHz se compose de 128 canaux de 4,125 MHz et par conséquent le système est à bande étroite par nature et subit l'évanouissement de Rayleigh.

Le MB-OFDM exploite la diversité de fréquence par saut de bande ou saut fréquentiel (FH, Frequency Hopping) pour accéder aux sous bandes [12]. Mais il en résulte une spécification difficile à atteindre par une boucle à verrouillage de phase due à la rapidité de la commutation des sous bandes. Ce problème complique la conception de l'E/R OFDM. La figure I.2.1 montre la topologie d'un émetteur OFDM utilisant la technique FH, où la largeur de la bande du signal OFDM est déplacée par le biais du mélangeur RF à la fréquence (porteuse) qui est transmise par l'antenne. Le décalage ou saut fréquentiel est déterminé par le signal de l'oscillateur local (LO) qui est mélangé avec le signal OFDM. Cette topologie montre un simple sélecteur rotatif qui est connecté à un générateur de porteuses de sorte que le signal transmis respecte les normes du masque FCC.

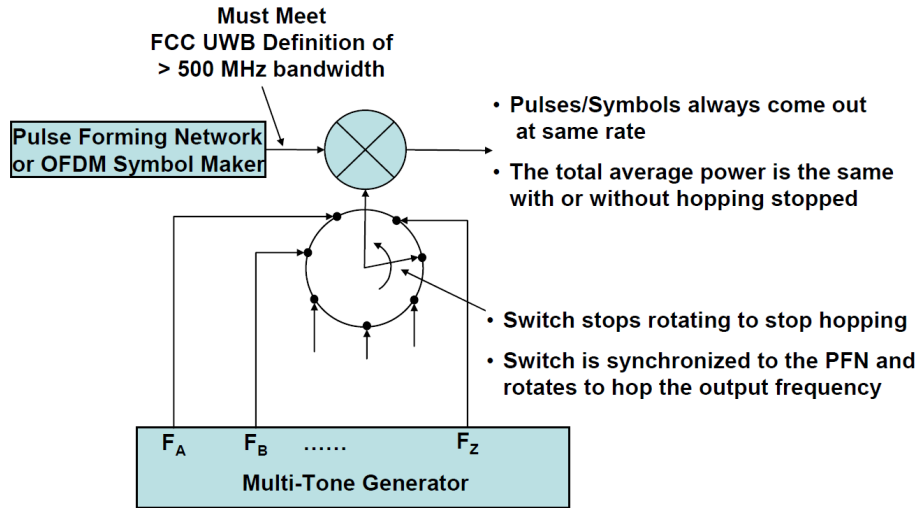


Figure I.2.1 Topologie d'un émetteur RF à saut fréquentiel [12].

L'OFDM utilise des techniques, de transmission à quadrature de phase (QPSK) et double modulation de porteuse (DCM), qui sont couramment rencontrées dans les transmissions en bande étroite. La figure I.2.2 montre l'architecture d'un E/R OFDM qui utilise un modulateur et un démodulateur en quadrature de phase (I/Q) constitués des blocs RF élémentaires caractéristiques des architectures d'un E/R en bande étroite. La bande passante de la partie BF est de l'ordre de 500MHz, et celle de la partie RF, plusieurs Giga Hertz dans le cas d'un E/R multi canal, ce qui influence considérablement la consommation des circuits [13]. De plus, pour des communications de données à des taux inférieurs à 320 Mbps, la constellation appliquée aux différentes sous-porteuses est la technique QPSK et pour des taux supérieurs à 320 Mbps il est utilisé la technique DCM avec deux constellations de 16 points [14].

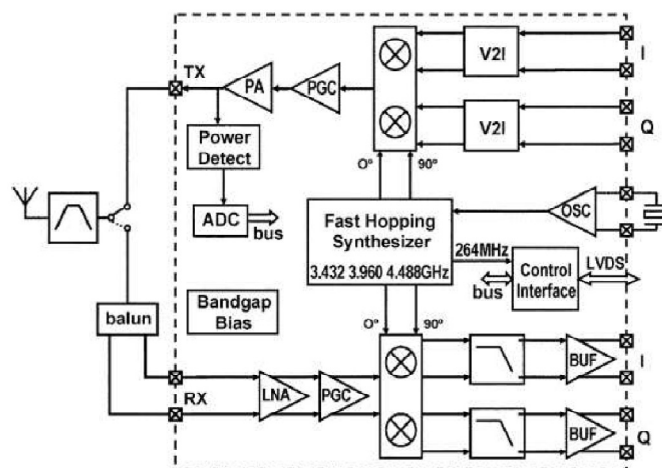


Figure I.2.2 Topologie d'un émetteur-récepteur OFDM [13].

I.2.2. ULTRA LARGE BANDE RI (UWB – IR)

L'ULB – RI est pris en compte comme étant une des couches physiques possibles par le standard IEEE 802.15.4. Dans les systèmes ULB basés sur le concept de radio impulsionnelle (RI), les signaux ULB sont générés avec des impulsions (ou pulses) de très courte durée ayant un large spectre pour transmettre l'information. Ces pulses peuvent être modulés de trois manières : modulation OOK (On Off Shift Keying), modulation BPSK (Binary PSK) ou modulation PPM (Pulse Position Modulation). De plus, les modulations peuvent être associées à des techniques d'accès telles que des sauts temporels (TH, Time Hopping) ou des séquences directes (DS, Direct Sequence). La figure I.2.3 montre la topologie d'un E/R ULB – RI. L'émetteur est composé d'un générateur d'impulsions et un amplificateur. La consommation d'énergie d'un tel émetteur peut atteindre quelques pico jules par bit [7]. Le récepteur est constitué d'un amplificateur à faible bruit (LNA) suivi par un détecteur d'énergie (DE) et un étage de mise en forme (MF) du signal. Le signal en sortie du MF est de type binaire et sera traité par la partie numérique sans avoir besoin d'un convertisseur analogique numérique (CAN). Le récepteur avec gestion d'alimentation (power gating) peut avoir une consommation d'énergie d'une centaine de nano jules [15][16].

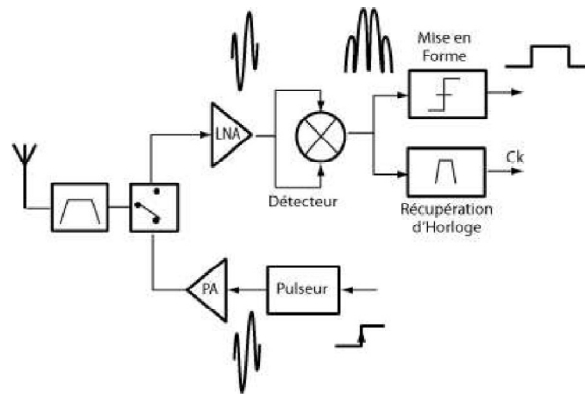


Figure I.2.3 Topologie d'un émetteur-récepteur ULB – RI [13].

En outre, les systèmes ULB – RI non cohérents ont des performances limitées par le débit binaire qui peut atteindre 1 Gbps avec une portée de transmission qui est de quelques mètres. C'est la raison pour laquelle, la technologie ULB – RI est mieux adaptée pour les applications sans fil à bas débit et faible consommation d'énergie correspondant aux standards IEEE 802.15.4. Dans ce domaine de la recherche les efforts sont ciblés sur la baisse de la consommation d'énergie utilisant la technique « Power Gating (PG) », en optimisant la

sensibilité du récepteur. Le tableau I.2.1 présenté ci-après montre une comparaison entre la consommation d'énergie des émetteurs – récepteurs utilisant la technique PG comparée à des circuits que ne l'utilisent pas. Ce tableau montre l'importance de la technique PG pour diminuer la consommation d'énergie en maintenant une sensibilité de réception supérieure à -50 dBm.

Référence	[17]	[18]	[19]	[20]	[21]	[22]
Power Gating (PG)	oui	oui	oui	non	non	non
Débit	1 Mbps	2 Gbps	5 Mbps	100 Mbps	1 Mbps	500 Mbps
Énergie/pulse	315 pJ	124,4 pJ	1,026 nJ	1,5 nJ	105 nJ	180 pJ
Sensibilité	-44/-52,5 dBm	-64 dBm	-70 dBm	--	- 71 dBm	-64 dBm
Énergie/pulse† @ 10 Mbps	0,32 nJ	0,12 nJ	1,03 nJ	150 nJ	10,5 nJ	9 nJ

† Extrapolation de l'énergie consommée à 100 Mbps.

Tableau I.2.1 Comparaison de l'énergie consommée par système utilisant ou non la technique PG.

I.2.3. CONCLUSION

Les travaux de recherche réalisés ces dernières années ont montré que la technologie ULB OFDM remplit toutes les conditions pour être appliquée dans les communications haut débit où la consommation d'énergie et la complexité du système E/R ne sont pas un point essentiel dans la conception mais restent importantes au niveau des performances du circuit. La technologie ULB RI, quant à elle, présente de forts avantages pour les communications bas débit due à sa faible consommation d'énergie et la simplicité de mise en œuvre. Les caractéristiques de l'ULB RI lui permettent de concurrencer, pour des communications bas débit, les technologies telles que ZigBee et/ou Bluetooth.

Dans le cadre de cette thèse, nous nous intéressons aux systèmes faible coût et faible consommation d'énergie dans des applications bas débit. Ainsi, tout le travail de recherche est focalisé sur la conception et la réalisation d'un récepteur non cohérent ULB RI dans la bande 3 – 5 GHz. Nous nous centrerons en particulier sur la partie détection d'énergie (DE).

I.3. RECEPTEURS ULB – RI

Dans les communications ULB RI la consommation d'énergie est un point essentiel dans la conception de l'E/R. Dans [23] est montré que la consommation d'énergie de l'émetteur peut atteindre une valeur de 140 pJ par bit, contrairement à la consommation statique du récepteur réalisé par [24] (méthode traditionnelle) qui atteint 3,9 nJ par bit. En outre, le tableau I.3.1 présente un résumé des principales caractéristiques des récepteurs ULB publiés à ce jour. La consommation d'énergie augmente de manière proportionnelle à la durée du bit. Et par conséquent cette consommation d'énergie réduit la durée de vie de la batterie qui alimente le système E/R.

Référence	[21]	[24]	[25]	[26]
Technologie	2 μ m HBT	90 nm CMOS	90 nm CMOS	90 nm CMOS
Alimentation (V)	5	1	0.65	1
Fréquence Central (GHz)	4	NC	3,4 – 3,9 – 4,4	0,5 – 2,5
Bande Passante (GHz)	3 – 5	4,15	1,5	NC
Consommation Statique (mW)	91,5	3,9	35,8	10,5
Data Rate (Mbps)	1	1	0,1	0,1
Énergie/pulse (nJ)	91,5	3,9	358	105
Sensibilité (dBm)	-71	-66	-99	-81
Gain (dB)	32	27	60	35
Figure de bruit (dB)	3,2	6	8,6	NC
Surface (mm ²)	2	1	2,2	2,3

Tableau I.3.1 Caractéristiques de quelques récepteurs ULB RI

En raison de la durée très courte de l'impulsion ULB RI, son énergie est très faible ce qui impose au récepteur d'avoir une très bonne sensibilité. Ce paramètre est en général en contradiction avec une faible consommation. Cette contrainte peut toutefois être relâchée dans certaines applications. Suivant le type d'application nous pourrions envisager soit une détection cohérente, soit une détection non cohérente. L'architecture cohérente est basée sur la corrélation de l'impulsion reçue avec un signal généré localement appelé « Template ». La figure I.3.1 montre l'architecture d'un récepteur ULB RI à détection cohérente. Le signal reçu est amplifié par le LNA, ce signal ($r(t)$) et le signal *Template* ($I(t-\tau)$) sont corrélés ($r(t).I(t-\tau)$).

Le signal issu de cette conversion est ensuite intégré ($RrI(\tau, t)$). Le signal template est généré à l'aide de deux systèmes : l'« Acquisition Tracking » qui a comme objectif d'aligner le signal local avec le signal reçu et la boucle à verrouillage de retard (DLL, Delay Locked Loop) qui cherche la phase d'origine du signal. L'architecture non cohérente est basée sur la récupération de l'énergie de l'impulsion reçue. Le principe de cette architecture est montré sur la figure I.3.2, où le signal ULB est tout d'abord amplifié par le LNA, après ce signal est mis au carré et intégré pour finalement être comparé à un seuil de décision.

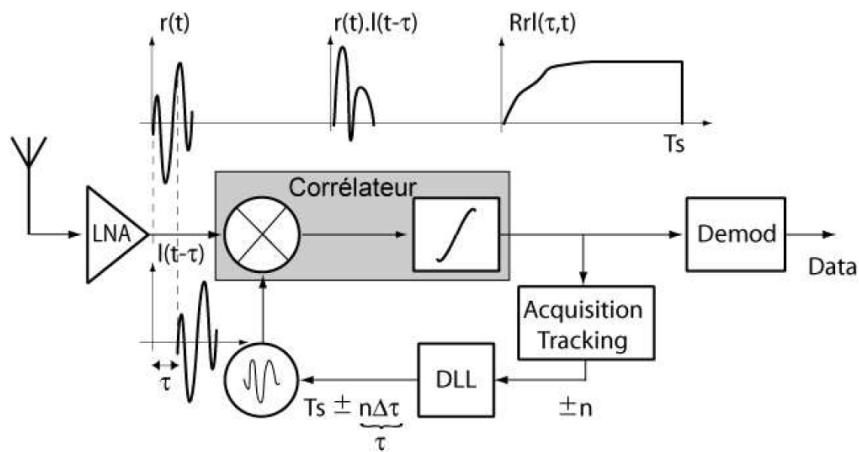


Figure I.3.1 Architecture d'un récepteur ULB – RI à détection cohérent [13].

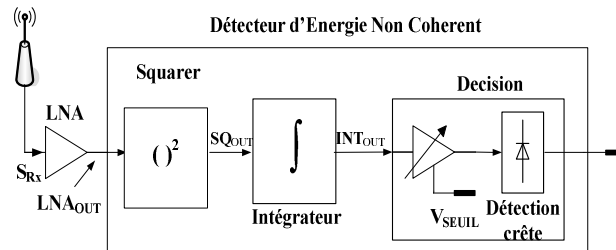


Figure I.3.2 Architecture d'un récepteur ULB – RI à détection non cohérent.

D'après les figures I.3.1 et I.3.2, il est notable que le détecteur non cohérent a une structure plus simple et semble consommer moins d'énergie que le détecteur cohérent. Pourtant, ce dernier argument ne pourra être validé seulement une fois que les deux architectures seront conçues et comparées. Enfin, dans le cas qui nous concerne, l'un des critères pour le choix de l'architecture est la simplicité du système au-delà de sa consommation d'énergie et de la sensibilité. Ce choix est fait de manière à étudier et analyser une structure simple avant de penser à réaliser des structures plus complexes. Avant de présenter l'état de l'art des récepteurs ULB RI à détection non cohérente ou simplement récepteur non cohérent, il est fondamental de comprendre les signaux ULB.

I.3.1. SIGNAUX ULTRA LARGE BANDE RI

La caractérisation des signaux ULB, au niveau mesure et simulation, pose des problèmes dus à sa large bande passante. Il est très important de comprendre l'aspect théorique de ces signaux pour avoir un modèle permettant d'étudier et de caractériser les performances des récepteurs ULB. Ce paragraphe résume les concepts théoriques de la génération des signaux ULB ainsi que les techniques fondamentales de modulation pour la transmission de ces signaux.

I.3.1.1. Caractéristique des Signaux ULB

Les signaux ULB communément utilisés sont les impulsions ou pulses Gaussiennes et leurs dérivées (d'ordre supérieur). Cependant, il existe d'autres formes de signaux avec des fonctions telles que : Rayleigh, Laplacien ou Hermite, ou un signal sinusoïdal fenêtré. Dans le cadre de cette thèse, les signaux étudiés pour caractériser les récepteurs ULB seront l'impulsion gaussienne transposée en fréquence et le fenêtrage d'un signal sinusoïdal.

a. Impulsion Gaussienne Transposée en Fréquence

Cette méthode consiste à multiplier la fonction gaussienne ($A.e^{-a.t^2}$) avec un signal cosinus ($\cos(2\pi f_M.t)$), de manière à transposer l'impulsion gaussienne sur la fréquence désirée (f_M). La définition de l'impulsion gaussienne transposée en fréquence ($p_G(t)$) dans le domaine temporel est présentée par l'équation I.3.1. Sa densité spectrale de puissance (DSP) est définie par l'équation I.3.2 où la constante « a » dépend de la bande passante (BW) du signal mesuré pour une atténuation de X dB (cf. équation I.3.3). Un exemple des impulsions ULB réalisées avec ce modèle est présenté dans la figure I.3.3 où le premier signal est une impulsion de 0,4 nsec correspondant à la bande 3,1 – 10,6 GHz soit FCC. Le deuxième est une impulsion de 1,5 nsec pour la bande 3 – 5 GHz correspondant au canal 4 du standard IEEE 802.15.4a.

$$p_G(t) = A e^{-a.t^2} \cos(2\pi f_M t) \quad \text{eq. I.3.1}$$

$$P_G(f) = A \sqrt{\frac{\pi}{a}} \cdot e^{-\frac{(2\pi(f_M - f))^2}{4a}} \quad \text{eq. I.3.2}$$

$$a = \frac{\pi^2 \cdot BW^2}{2 \cdot \ln(10^{X_{dB}/10})} \quad \text{eq. I.3.3}$$

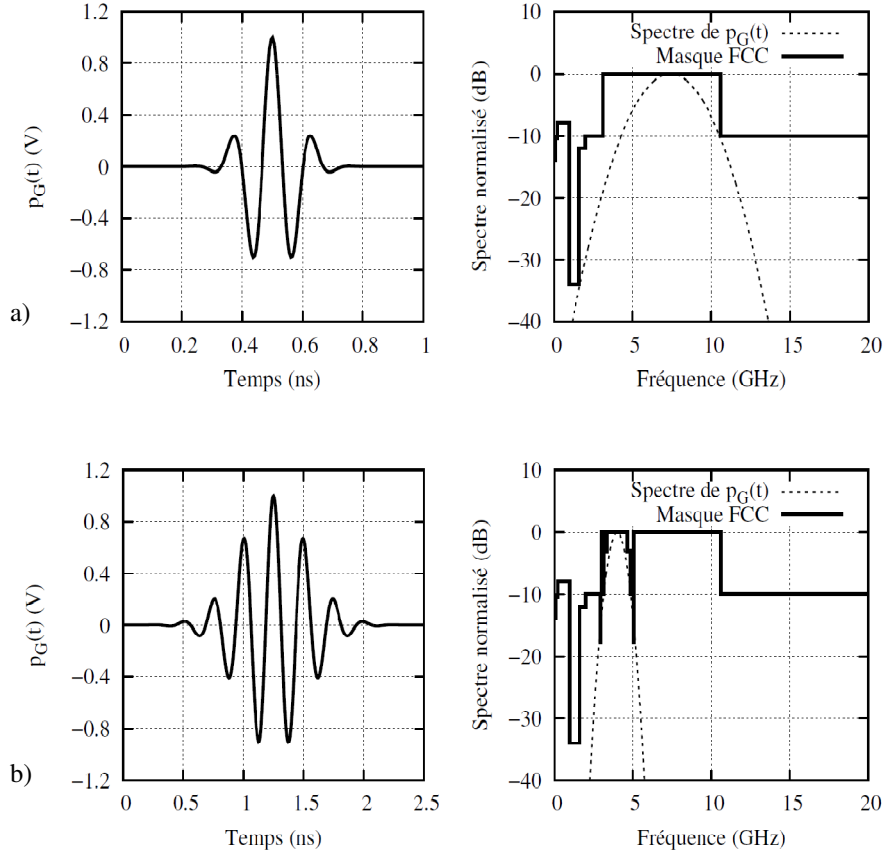


Figure I.3.3 Impulsions gaussiennes transposées en fréquence.

a) Impulsion ULB dans la bande 3,1 – 10,6 GHz ($f_M = 6,85$ GHz).b) Impulsion ULB dans la bande 3 – 5 GHz ($f_M = 4$ GHz).

b. Fenêtrage d'un Signal Sinusoïdal

Le principe de cette méthode est simple, l'impulsion ULB est générée par la multiplication du signal sinusoïdal ($\sin(2\pi f_M t)$) avec un signal porte ($\Pi(t)$) de durée « τ_{PS} » (cf. équation I.3.4). La DSP de l'impulsion est définie par l'équation I.3.5 où « f_M » est la fréquence pour laquelle le signal atteint sa valeur maximale. De plus, la durée du pulse (τ_{PS}) est inversement proportionnelle à la bande passante du signal ULB mesurée à -10 dB (cf. équation I.3.6). La figure I.3.4 montre les signaux ULB générés avec cette méthode. Le premier est une impulsion de 2 ns dans le domaine temporelle avec un DSP qui occupe la bande du canal 3 du standard IEEE 802.15.4a et le deuxième est une impulsion de durée 1,5 ns avec une DSP de 1,8 GHz de bande passante correspondant au canal 4 du standard IEEE.

$$p_S(t) = A \sin(2\pi f_M t) \Pi_{\tau_{PS}}(t) \quad \text{eq. I.3.4}$$

$$P_G(f) = -i.A.\tau_{PS} \text{sinc}(\pi|f_M - f|\tau_{PS}) \quad \text{eq. I.3.5}$$

$$\tau_{PS} = \frac{3}{2BW_{-10dB}} \quad \text{eq. I.3.6}$$

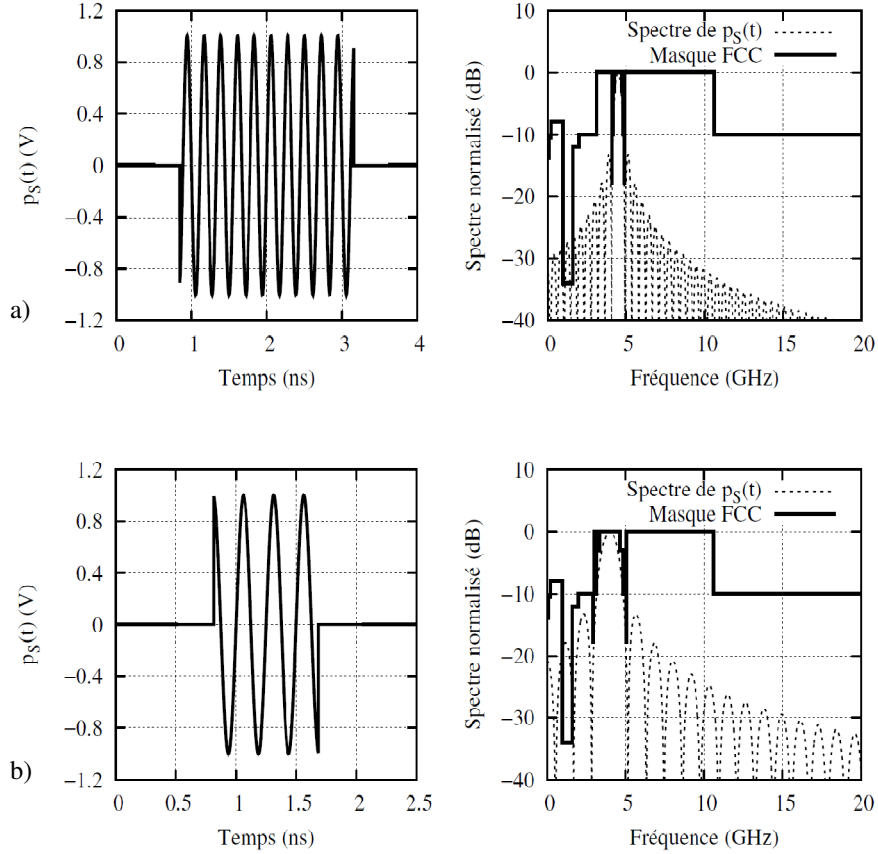


Figure I.3.4 Impulsions ULB sinusoïdales. a) Impulsion ULB de $BW_{-10dB} = 650$ MHz, $f_M = 4,5$ GHz.

b) Impulsion ULB dans la bande 3 – 5 GHz ($f_M = 4$ GHz).

I.3.1.2. Transmission des Signaux ULB

Il est possible avec les modulations impulsionnelles de transporter l'information dans les variations de plusieurs caractéristiques d'un train d'impulsions. La plus évidente, mais pas nécessairement la plus aisée à mettre en œuvre à l'émission, est la modulation de la forme des impulsions ou Pulse Shape Modulation (PSM). Les données binaires sont alors codées en mots de M bits auxquels chacun se voit associer une impulsion symbole différente comme cela est représenté sur la figure I.3.5 dans le cas d'une 4-PSM. Cependant, étant donné qu'il est

difficile d'obtenir des systèmes ULB RI capables de fonctionner convenablement sur plusieurs bandes de fréquences, le cas particulier de la PSM où seule l'amplitude est modulée lui est préféré et se nomme Pulse Amplitude Modulation (PAM). La modulation PAM utilise ainsi une seule et unique forme d'onde de référence dont le coefficient de multiplication est le symbole M-aire à émettre (cf. figure I.3.5). Une autre méthode pour moduler les impulsions consiste à jouer sur l'emplacement absolu et relatif dans le temps des impulsions. Dans le premier cas, il s'agit de la modulation de la position absolue des impulsions Pulse Position Modulation (PPM), où l'intervalle de temps T_S est découpé en M portions lorsqu'un alphabet M-aire est utilisé. L'impulsion est alors émise dans l'intervalle de temps associé au mot à envoyer (cf. figure I.3.5).

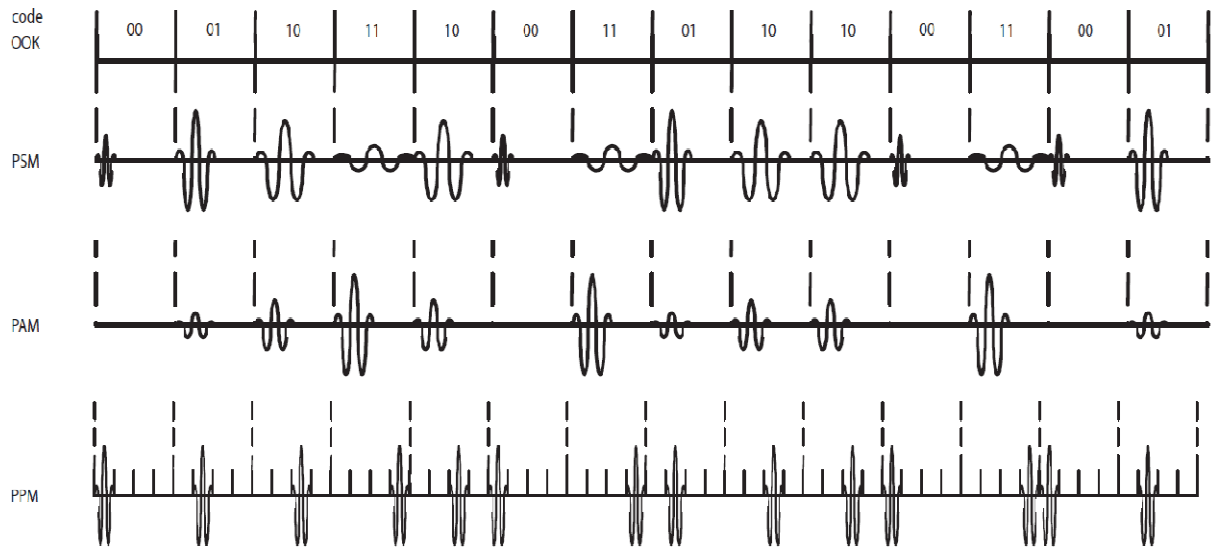


Figure I.3.5 Modulation 4-PSM, 4-PAM et 4-PPM dans le domaine temporelle.

I.3.2. RÉCEPTEUR NON COHÉRENT

L'avantage des récepteurs non cohérents face aux récepteurs cohérents est l'absence du signal de synchronisation. Cet aspect réduit la consommation statique du fait qu'il y ait moins de blocs RF dans le récepteur. De plus, ces récepteurs sont peu sélectifs en fréquence car ils n'utilisent pas de mécanismes de transposition de fréquence. La figure I.3.6 montre le principe d'un récepteur non cohérent, comprenant un amplificateur à faible bruit (LNA), un détecteur d'énergie composé par un circuit de mise au carré (squarer), un intégrateur et un étage de décision. La détection des impulsions ULB peut se faire de plusieurs façons en plus de l'utilisation d'un détecteur d'énergie. Il existe le détecteur crête qui amplifie l'amplitude crête maximal de chaque impulsion, le pseudo détecteur d'énergie qui utilise un filtre passe

bas à la place de l'intégrateur pour récupérer l'énergie de l'impulsion et le super régénérateur qui utilise un oscillateur local qui démarre avec l'impulsion reçue.

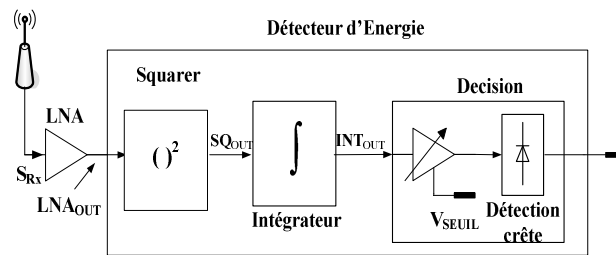


Figure I.3.6 Récepteur Non Cohérent ULB – RI.

Toutefois, l'inconvénient des récepteurs non cohérents est le besoin d'un signal fort en entrée du détecteur. Cette caractéristique impose de concevoir un LNA de fort gain RF augmentant la complexité du récepteur. Les seules modulations qui peuvent être utilisées sont l'OOK, PPM ou PIM (Pulse Interval Modulation). Pour ces deux raisons (faible consommation d'énergie et faible portée de communication), les récepteurs non cohérents sont reconnus par le standard IEEE 802.15.4a comme une possible solution pour réaliser la couche physique de transmission.

I.3.2.1. Détecteur d'Énergie

La détection d'énergie est réalisée après l'étage d'amplification RF en sortie du LNA. Cette détection consiste tout d'abord à réaliser une mise au carré du signal reçu pour ensuite l'intégrer pendant la durée de l'impulsion « T_i ». Ce signal est ensuite comparé à un seuil de détection pour avoir en sortie une impulsion carrée d'amplitude « V_{dd} » et de durée « T_i ». Les premiers travaux rapportés en 2005 ont utilisé des cellules de Gilbert pour réaliser la fonction du multiplieur [27] alors que dans [28] le multiplieur est basé sur des paires différentielles (cf. figure I.3.7). L'inconvénient de ces structures est qu'elles ont besoin d'un signal très fort en entrée dégradant de cette manière la sensibilité du récepteur. Pour compenser ce problème, la solution est de réaliser un LNA de fort gain et faire un compromis entre la consommation d'énergie et la sensibilité du récepteur. [27] présente un LNA de 12 dB de gain et une noise figure de 2,7 dB où la consommation totale du récepteur est de 47,52 mW.

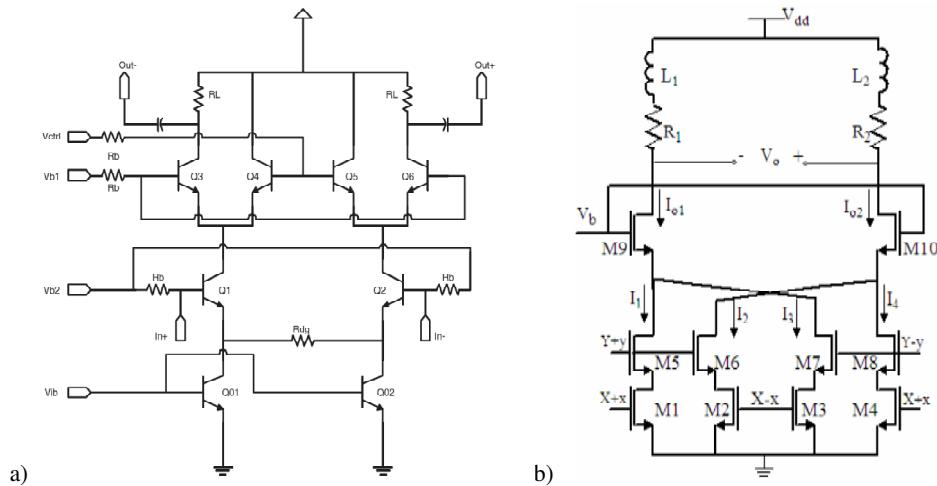


Figure I.3.7 a) Multiplier basé sur la cellule de Gilbert réalisé par [27].

b) Multiplier basé sur des paires différentielles réalisé par [28].

Cependant les travaux présentés par [25] montrent une amélioration importante non seulement dans le dessin du LNA (cf. figure I.3.8) mais aussi dans la simplicité de la structure du multiplieur (cf. figure I.3.9.a) et dans la consommation d'énergie en utilisant la notion de « power gating ». Avec cette structure le récepteur non cohérent, [25] arrive à obtenir de bonnes performances. À savoir pour un débit de 100 kbps, il obtient une sensibilité de -99 dBm pour un BER de 1×10^{-3} avec une consommation d'énergie de 2,5 nJ/bit. Le LNA a un gain de 40 dB permettant d'avoir un signal suffisamment fort pour être pris en compte par le multiplieur (transistors polarisés dans la région appelée sub threshold). Ce multiplieur (cf. figure I.3.9.a) est dit passif car il ne consomme pas d'énergie. Finalement il utilise un inverseur et des condensateurs (cf. figure I.3.9.b) pour intégrer le signal et récupérer l'énergie de l'impulsion ULB.

La méthode utilisée par [25] pour la gestion d'énergie est très intéressante car il arrive à allumer le récepteur (ON_{RF}) et démarrer le circuit (ON_{vgate}) en 1 ns. Cette opération permet de l'éteindre entre chaque impulsion reçue et diminuer drastiquement l'énergie consommée par bit de 350 nJ sans power gating à 2,5 nJ avec power gating. Mais l'utilisation de selfs (14) dans le LNA fait que la taille du récepteur est supérieure à $1,3 \text{ mm}^2$ augmentant le prix de la réalisation du circuit.

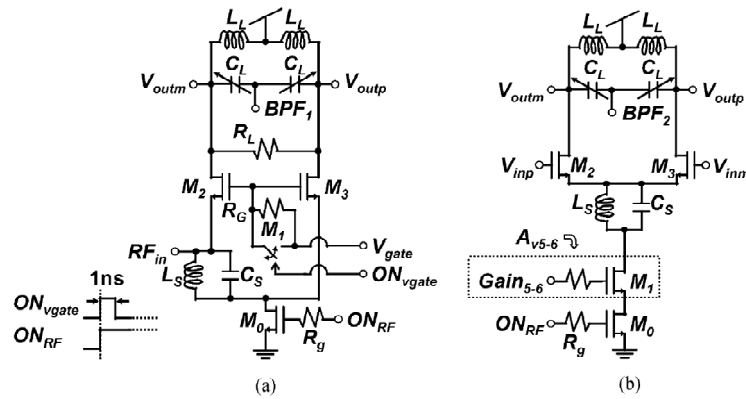


Figure I.3.8 Dessin du LNA avec six étages d'amplification réalisé par [25].

a) LNA. b) Étage d'amplification.

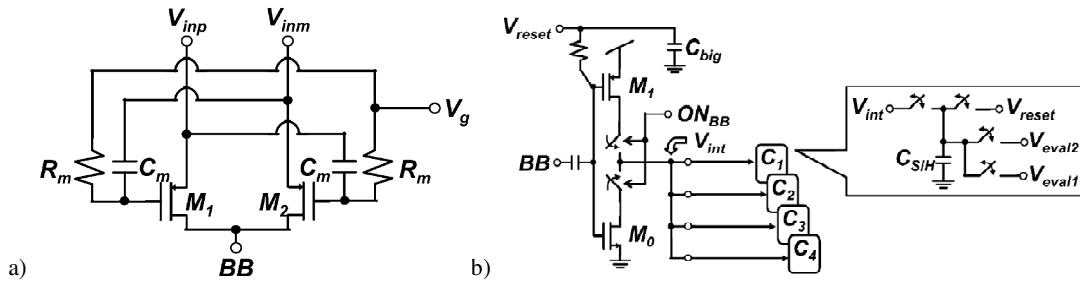


Figure I.3.9 Circuits réalisés par [25].

a) Multiplieur ou squarer. b) Intégrateur.

Par ailleurs, [24] présente un méthode qui permet de réduire la taille du circuit ainsi que de baisser la consommation d'énergie (avec power gating). Ce récepteur, présenté par la figure I.3.10, utilise deux circuits (Bias) permettant de polariser d'une part le LNA et d'autre part le multiplieur (Mixer) et le circuit de décision (Comparateur). Cette méthode permet de réduire la consommation de fuite car avec le signal $\overline{poweroff}$ il est possible de couper l'alimentation (Vdd) de tout le circuit. En outre, ce circuit présente trois étages d'amplification pour réaliser le LNA, en réduisant le nombre de selfs à 4 donc une diminution de la taille du circuit. Le multiplieur ou squarer a été conçu en utilisant la fonction quadratique du transistor MOS avec une faible consommation au détriment d'une sensibilité moins performante que le squarer présenté par [25]. Passer dans la région quadratique du transistor entraine une augmentation de son bruit qui peut noyer le signal de sortie (mise au carré). En sortie du squarer est placée une paire différentielle avec une charge active pour amplifier le signal et le comparer à un seuil de décision. La consommation totale du récepteur est de 1,64 nJ/bit avec une sensibilité de -66 dBm pour un BER de 1×10^{-3} à 1 Mbps et un temps d'allumage du circuit de 5 nsec.

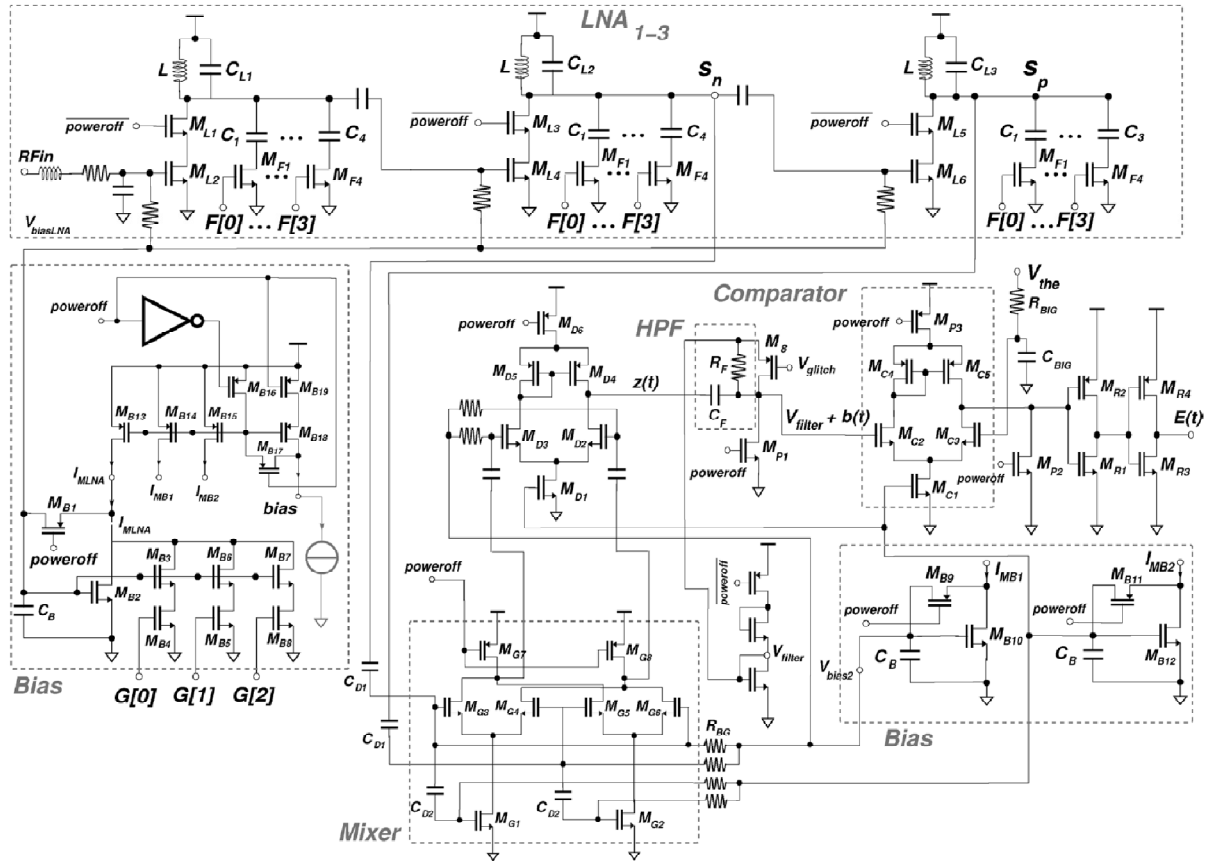


Figure I.3.10 Dessin du récepteur proposé par [24].

I.3.2.2. Pseudo Détecteur d'Énergie

Le pseudo détecteur d'énergie (PDE) a le même fonctionnement qu'un détecteur d'énergie. La seule différence est le circuit post squarer. En d'autres termes, le PDE utilise un filtre passe bas à la place d'un intégrateur pour récupérer l'énergie de l'impulsion ULB. Ceci se traduit dans la récupération de l'enveloppe du signal où son amplitude est limitée par le filtre et non par le nombre d'impulsions reçues. Tandis que dans le cas d'un intégrateur, l'amplitude augmente en fonction du nombre d'impulsions reçues et elle est limitée par la durée d'intégration T_i . L'avantage du PDE est qu'il n'a pas besoin de se synchroniser à l'impulsion reçue, ce qui diminue la complexité du circuit. Dans [29] est présentée une structure du multiplieur souvent utilisée (cf. figure I.3.11.a) qui consiste en une chaîne de paires différentielles polarisées dans la zone de saturation (M1 – M8) et de transistors polarisés dans la région linéaire (M9 – M15). Ces derniers sont utilisés pour éliminer la composante continue ou DC et garantir la fonction quadratique du circuit. Après amplification (cf. figure I.3.11.b) du signal en sortie du squarer, qui est très faible, un filtre passe bas (cf. figure I.3.11.c) permet de récupérer l'enveloppe de l'impulsion reçue. Cette structure est

simple et présente une sensibilité de -72 dBm pour un débit de 1 Mbps avec un gain en puissance du LNA de 18 dB et une figure de bruit de 4,6 dB. Les bonnes performances de ce récepteur sont toutefois pénalisées par la consommation d'énergie qui est de 28,8 nJ/bit et de sa taille qui occupe 3,42 mm².

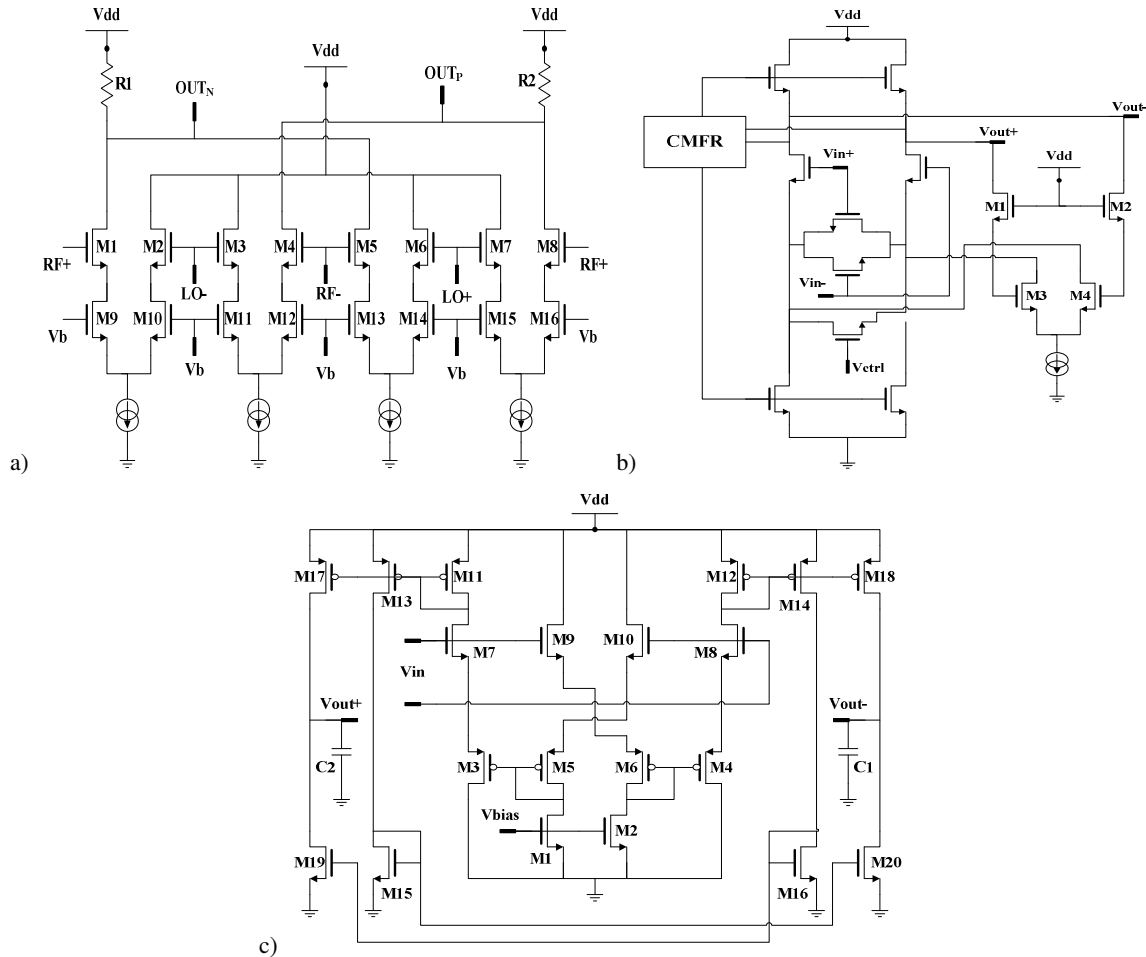


Figure I.3.11 Dessin du pseudo détecteur d'énergie proposé par [29].

a) Squarer, b) Étage d'amplification et c) Filtre passe bas.

Dans [30] est présenté un squarer typique basé sur la cellule de Gilbert (cf. figure I.3.12.a), avec un circuit intégrateur où le temps d'intégration T_i peut être modifié avec un condensateur ou une résistance variable (cf. figure I.3.12.b). Les résultats présentés dans la figure I.3.13 montrent que le signal en sortie de l'intégrateur (V7) atteint le niveau de saturation pour un T_i supérieur de 15 ns sans prendre en compte le nombre d'impulsions reçues (cette caractéristique sera expliquée en détail dans le chapitre II). Ce récepteur présente une sensibilité de -77 dBm pour un débit de 100 Mbps avec un LNA de 12 dB de gain et une consommation d'énergie totale de 0,13 nJ/bit.

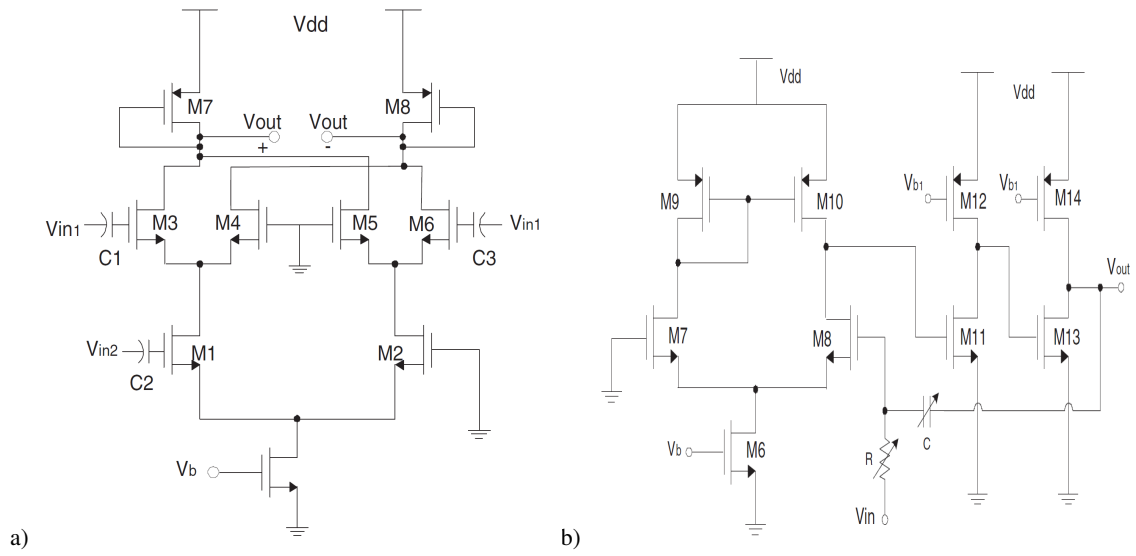


Figure I.3.12 Dessin du pseudo détecteur d'énergie proposé par [30].

a) Squarer et b) Intégrateur (filtre passe bas).

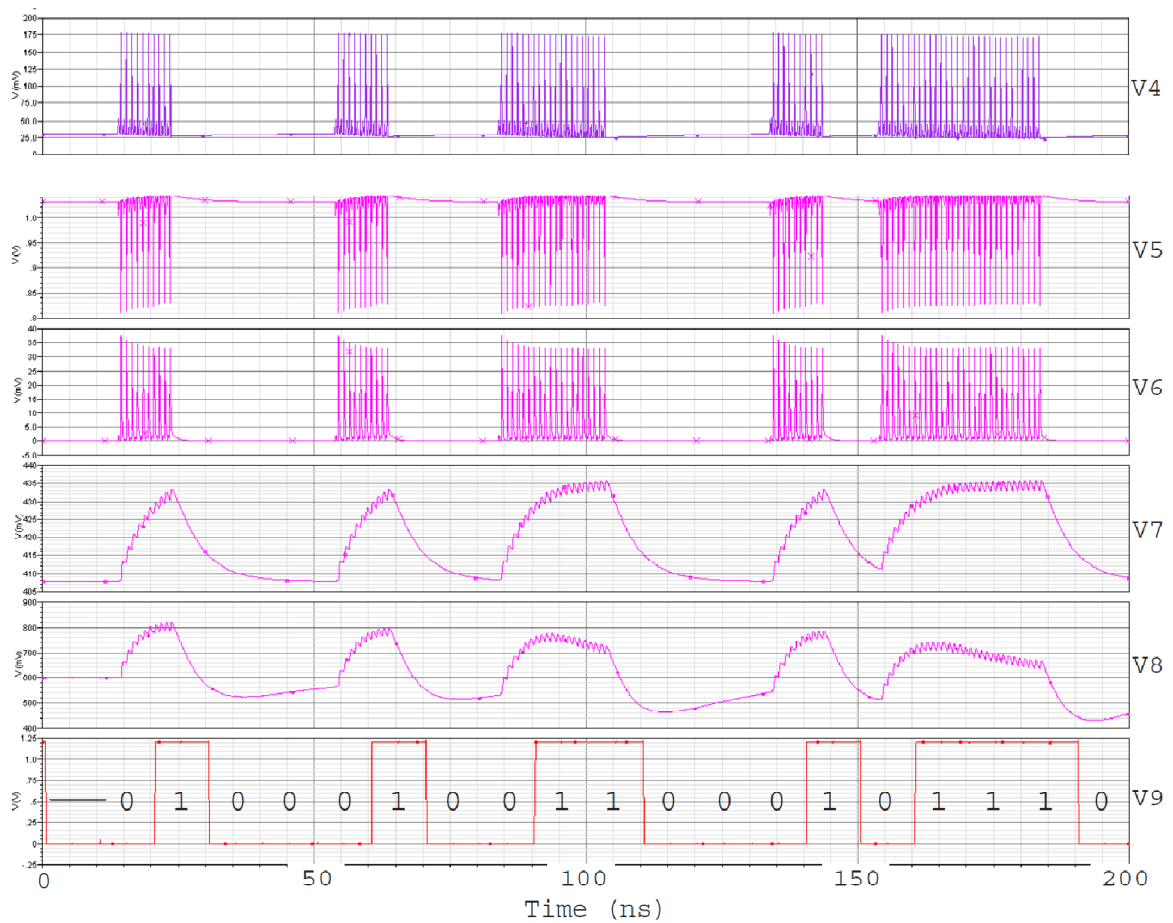


Figure I.3.13 Résultats de simulation [30].

I.3.2.3. Détecteur Crête

Il n'existe que peu de publications pour la détection crête ULB contrairement aux détecteurs d'énergie. Au sein du laboratoire IM2NP, des travaux ont montré qu'il est possible d'amplifier le signal en sortie du LNA en discriminant le niveau du bruit [31]. Le principe est d'avoir une chaîne d'amplificateurs en sortie du LNA et d'amplifier le signal en plaçant un seuil d'amplification entre la valeur maximale du signal et le niveau maximal du plancher du bruit. Cet aspect est innovant car la détection de l'impulsion ULB se réalise rapidement à la sortie du LNA et réduit le nombre de blocs RF. Le récepteur à détection de crête réalisé par [31] présente une sensibilité de -98 dBm pour un débit de 1 Mbps avec un LNA de 30 dB de gain et une consommation d'énergie totale de 12,8 nJ/bit.

I.3.2.4. Super Régénérateur

Ce type de récepteur réalise la détection de l'impulsion ULB en modifiant le temps de démarrage d'un oscillateur (OL) au moment où il reçoit l'impulsion. La fréquence d'oscillation de l'OL est la même que celle du signal ULB. Ces récepteurs sont connus pour avoir un fort gain provenant du circuit résonateur RLC (cf. figure I.3.14) et pour consommer peu mais également pour n'être que peu sélectifs. Cet inconvénient devient un avantage pour les détecteurs ULB qui nécessitent une large bande passante pour être efficaces. La figure I.3.14 montre le principe d'un super régénérateur [32], où l'oscillateur local est activé périodiquement par un signal de commande $I(t)$ appelé « quench ». Lorsque $I(t)$ est activé, une conductance négative $-G_m(t)$ est synthétisée. Si le courant $I(t)$ est inférieur à une valeur de courant I_{crit} , la conductance $|G_m(t)|$ est inférieure à la conductance G_0 provenant des pertes du résonateur, et le système est stable, il n'y a plus d'oscillation. Inversement, en présence d'une impulsion, le courant $I(t)$ dépasse ce seuil et la conductance totale du résonateur ($G(t)=G_0-G_m(t)$) devient égale ou inférieure à 0 rendant le système instable et celui-ci se met à osciller rapidement. De même, en absence d'une impulsion et lorsque le « quench » est activé, le système se met à osciller à cause du bruit avec un temps de démarrage de l'OL relativement long. Ces caractéristiques permettent de détecter l'impulsion soit avec le temps de démarrage de l'oscillateur soit avec l'amplitude qui sera plus importante en présence d'une impulsion.

La figure I.3.15 montre le circuit du récepteur proposé par [32]. Dans cette structure le LNA utilise le même circuit résonant de l'OL, permettant de réduire le nombre de selfs donc la taille du circuit et en même temps de fournir le courant $I_{rf}(t)$ (cf. figure I.3.14) au circuit résonant. Ce circuit super régénérateur, est réalisé avec deux paires différentielles croisées où la fréquence d'oscillation est imposée par la fréquence centrale du LNA, ce qui le rend peu sélectif. Le détecteur d'enveloppe (M7 – M10 et M17 – M19) est réalisé tout d'abord avec un squarer (M7, M8 et M19, polarisés dans la région de faible inversion). Les composantes hautes fréquences sont filtrées par les capacités parasites introduites par M11 et M19. Le signal en sortie du détecteur d'enveloppe est amplifié par le circuit formé par les transistors M11 – M14 et M15 – M16. Ce récepteur présente une sensibilité de -91,3 dBm pour un débit de 1 Mbps avec une consommation totale de 11,5 mW (11,5 nJ/bit). L'inconvénient de ce récepteur est la synchronisation entre l'impulsion qui arrive et le signal « quench » car un décalage de 2 ns entre les deux entraîne une dégradation de 12 % sur la sensibilité du récepteur. De plus la rejection d'un canal de fréquence décalé de 400 MHz dans la norme IEEE 802.15.3a n'est que de -12 dB.

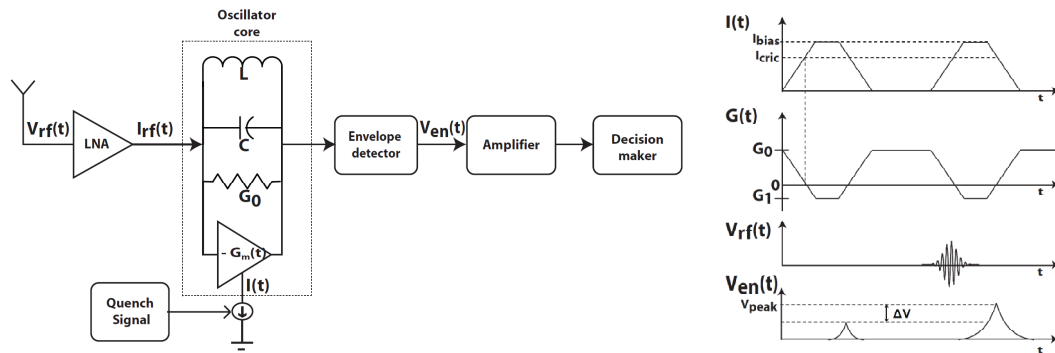


Figure I.3.14 Principe d'un super régénérateur [32].

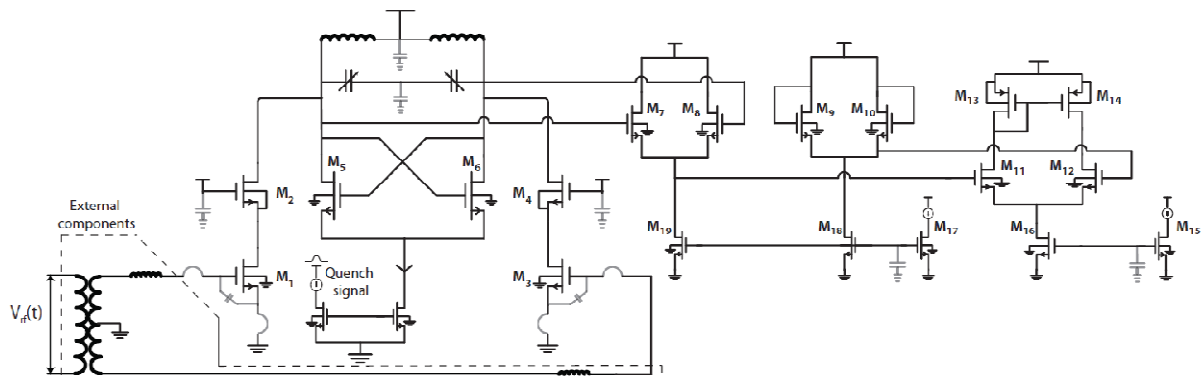


Figure I.3.15 Architecture du récepteur super régénérateur utilisé dans [32].

Une autre travail, sur ce type de récepteur, utilisant la même topologie de l'OL que [32] a été réalisé par [33] et présente aussi de bonnes performances en termes de sensibilité (-99 dBm @ 1Mbps) et de consommation d'énergie (11,2 mW ou 11,2 nJ/bit). Contrairement au circuit précédent, ce circuit ne présente qu'un décalage de 0,1 ns au lieu de 2 nsec. Ce décalage de 0,1 nsec sur une impulsion de 0,5 ns et un « quench » de 2,5 ns de large n'entraîne pas de détérioration mesurable. De plus, un déphasage de 5 % entre la fréquence de l'OL et l'impulsion ULB n'engendre pas d'erreur. Cette caractéristique permet d'utiliser des varactors pour changer la fréquence du récepteur afin d'adresser plusieurs canaux.

Face à ces nombreux avantages, les récepteurs super génératifs présentent quelques inconvénients. Premièrement, le débit du récepteur est limité par le « quench » et le gain du LNA plus celui de l'OL qui dépendent de la synchronisation avec la fréquence de l'impulsion ULB. Deuxièmement, la réjection totale du système dépend fortement du LNA et de la sélectivité du super régénérateur.

1.3.2.5. Récapitulatif

Le tableau I.3.2 résume les performances des différents récepteurs non-cohérents présentés dans ce chapitre. Nous avons vu que le récepteur super régénérateur a besoin d'un organe de synchronisation relativement complexe. Toutefois, il semble avoir les meilleures performances en termes de sensibilité et surtout de consommation d'énergie, face aux détecteurs d'énergie et de crête. Les récepteurs qui utilisent une détection d'énergie ou une détection quadratique montrent des performances en retrait en termes de sensibilité et de consommation par rapport aux super régénérateurs. Cependant, leur architecture est souvent d'une grande simplicité et compatible avec des techniques de gestion d'alimentation efficaces qui permettent de très faibles consommations d'énergie pour les bas débits de communication [24][25]. Cette caractéristique est de première importance dans les applications concernant des objets communicants autonomes nécessitant une très faible consommation. Les architectures non-cohérentes permettent d'éteindre les circuits entre 2 impulsions reçues [25] et la consommation du récepteur peut passer de 35,8 mW à 250 μ W simplement en utilisant un gestionnaire de puissance (power gating) et des circuits permettant d'accélérer le temps d'établissement des polarisations. En conclusion nous pensons que les solutions non-cohérentes présentent aujourd'hui de forts potentiels architecturaux dans le domaine applicatif de l'ULB faible consommation et faible coût.

Réf	Type	Surface (mm ²)	Techno	Alim. DC (V)	Conso. (mW)	BW (GHz)	Gain LNA (dB)	NF LNA (dB)	Débit (Mbps)	Sensibilité dBm@1Mbps	Énergie (nJ/bit)
[24]	DE	1	90 nm CMOS	1	3,9	4,15	27	6	1	-66	2,9
[25]	DE	2,2	90 nm CMOS	0,65	35,8	1,5	60	8,6	0.1	-99	2,5
[29]	PDE	3,82	0.18 μ m CMOS	1,8	28,8	1,9	18	4,6	1	-72	28,8
[30]	PDE	0,18	90 nm CMOS	1,2	12,69	2,9	12	5,3	100	-77	0,13
[31]	DC	0,25 [†]	0,13 μ m CMOS	1,2	12,8	2,5	30	4	1	-98	12,8
[32]	SR	2,25	0,18 μ m CMOS	1,5	11,25	0,5	NC	NC	1	-91,3	11,25
[33]	SR	3,4	0,13 μ m CMOS	1,2	11,2	1	15	5	1	-99	11,2

[†]Détecteur uniquement

Tableau I.3.2 Caractéristiques de quelques récepteurs non cohérents ULB RI

I.3.3. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présenté un état de l'art sur les récepteurs ULB – RI et nous avons montré que le choix du récepteur non cohérent est justifié pour les applications bas débit ayant besoin d'une faible consommation d'énergie. Après avoir expliqué brièvement les principales caractéristiques des signaux ULB ainsi que les méthodes utilisés pour leur transmission, nous avons présenté un état de l'art sur les différents types de récepteurs non cohérents. En réalisant une comparaison entre leurs performances et inconvénients, nous avons démontré les avantages du détecteur d'énergie sur les autres systèmes. Cette étude montre également que, malgré la performance des outils d'aide à la conception, la complexité du système reste un facteur déterminant dans sa réalisation. Les topologies QAC souffrent de cette complexité. De plus, les travaux publiés récemment [25] montrent que les récepteurs non-cohérents sont actuellement très finalisés sur le plan de l'intégration. Enfin, dans le cadre de cette thèse nous cherchons à réaliser le bloc qui correspond à la détection d'énergie et qui comprend un squarer, un intégrateur ou un filtre passe bas, une étage de comparaison et une étage de mise en forme de l'impulsion.

I.4. APPLICATIONS DE LA TECHNOLOGIE ULB

La caractéristique d’avoir une large bande passante et un faible rapport cyclique positionne cette technologie comme un fort candidat pour les applications radar. En effet, lorsque la largeur de la bande passante augmente, la résolution du radar d’image augmente et permet d’optimiser la qualité de l’image reproduite à partir de l’objet ciblé. En outre, la probabilité d’interception des signaux ULB est très faible car l’énergie dans la bande passante est très faible. Pour cela, la technologie ULB était initialement développée pour les communications militaires hautement sécurisées. Sa capacité à transmettre de données à haut débit lui ouvre la porte des applications de type réseau personnel (WPAN) du standard IEEE 802.15.3, ou de type réseau corporel (WBAN) du standard IEEE 802.15.6 où la consommation d’énergie est une caractéristique très importante.

Dans le cadre de cette thèse, nous allons présenter des applications supportées par les standards IEEE 802.15.3 – 802.15.4 – 802.15.6, utilisant des récepteurs non cohérents

I.4.1. RADARS DE HAUTE RESOLUTION

L’avantage de la technologie ULB est d’avoir une large bande passante, soit des impulsions de très courte durée. Ces caractéristiques permettent de récupérer plus d’informations sur l’objectif ciblé, d’optimiser la résilience aux diffuseurs passifs, et de ne pas être affecté pour les signaux multi-trajets. De plus, une basse fréquence centrale permet de pénétrer les structures solides. Enfin, la courte durée de l’impulsion permet d’éliminer l’ambiguïté entre le temps de retard et l’inversion de polarité rencontrée dans les signaux à bande étroite.

Dans les systèmes de radar traditionnel, la résolution du système est proportionnelle à la largeur du pulse. Donc, dans les radars impulsionnels cette résolution (mesurée en mètre) est fortement dépendante de la durée de l’impulsion (cf. équation I.4.1), où la résolution R (m) dépend de la vitesse de la lumière c (3×10^8 m/s) et de la durée de l’impulsion τ (s).

$$R = \frac{c \cdot \tau}{2} \quad \text{eq. I.4.1}$$

À partir de l'équation I.4.1, un signal ULB de 500 MHz octroie une résolution de 0,3 m. De même, un signal ULB dans la norme FCC avec une largeur de 7,5 GHz engendre une résolution de 0,02 m. C'est pourquoi, ces dernières années l'industrie a développé de nombreuses applications, en particulier, les systèmes de détection d'objets enfouis ou de caractérisation des propriétés physiques d'un objet (assez dense pour absorber toute l'énergie rayonnée). Nous pouvons également citer les systèmes radar ou de surveillance servant à détecter la position et le mouvement de personnes ou d'objets (situés éventuellement de l'autre côté d'un mur ou d'un plafond).

La figure I.4.1.a montre le cas de la détection d'objets GPR (Ground Penetrating Radar). Ici, l'émission du signal se fait à moins d'un mètre du sol ou du mur et est intentionnellement orientée en direction de celui-ci. La bande d'utilisation du radar doit être inférieure à 10,6 GHz, et la durée d'émission inférieure à 10 secondes consécutives. La figure I.4.1.b montre un système de prévention d'accidents. Ce radar équipant les véhicules de transport terrestre doit émettre dans la bande comprise entre 22 et 29 GHz et la fréquence fondamentale f_M doit être supérieure à 24,075GHz. Finalement, la figure I.4.1.c montre un système établissant un champ RF stationnaire, permettant de détecter l'intrusion de personnes ou d'objets. Ce dispositif doit utiliser la bande 1,99 et 10,6GHz, et uniquement dans le cadre de licences d'utilisation restreinte.

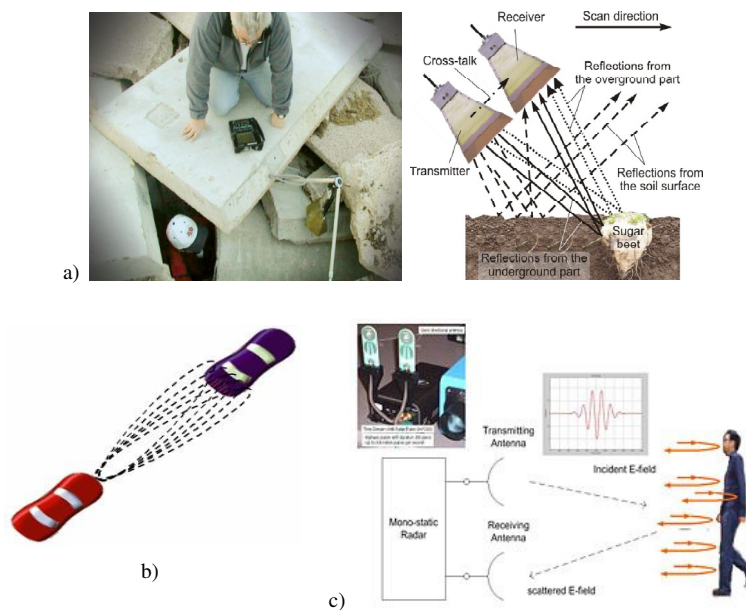


Figure I.4.1

- a) Détection la personne qui se trouve au-dessous du béton et caractérisation des objets sous la terre.
 c) Prévention d'accident. d) Détection de mouvement

I.4.2. SYSTÈMES DE COMMUNICATION

La technologie ULB permet la transmission de données sans fil entre un hôte (par exemple, un PC de bureau) et des périphériques associés tels que les claviers, souris, imprimante, etc. Ce transfert de données peut aller de 100 kbps pour une souris sans fil à 100 Mbps pour le partage de fichiers ou le téléchargement des images et des fichiers. Des applications supplémentaires concernent la diffusion du contenu multimédia numérique entre les appareils électroniques (téléviseurs, magnétoscopes numériques, audio CD / DVD et un lecteur MP3, et ainsi de suite). En résumé, la technologie ULB est considérée comme ayant un fort potentiel pour des applications qui à ce jour n'ont pas été remplies par d'autres technologies sans fil à courte portée actuellement disponibles, telles que, 802.11 LAN et PAN Bluetooth.

Les nouvelles applications ULB sont prévues également pour les réseaux de capteurs. Ces réseaux combinent faible consommation d'énergie, communications à bas et moyen débit (50 kbps à 1 Mbps) avec une portée maximale de 100 m avec des capacités de positionnement. La figure I.4.2 montre deux exemples de communication sans fil, la figure de gauche montre une communication « in door » (WPAN) où tous les appareils électroniques sont reliés. La figure de droite présente un type de communication « out door » (WBAN) où les dispositifs partagent la musique et la reproduisent en temps réel.

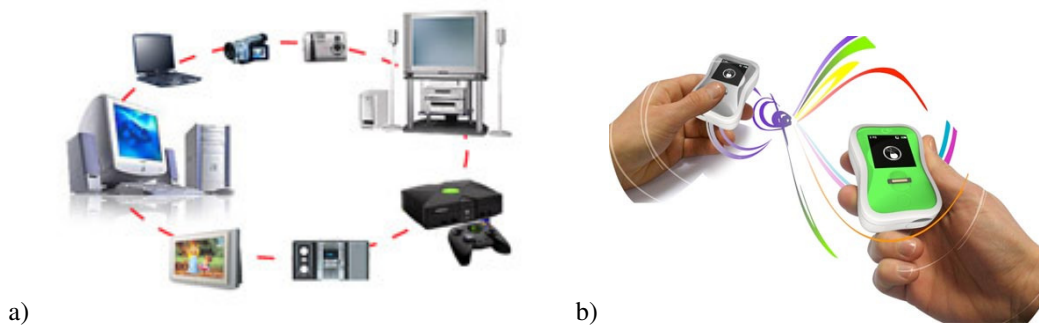


Figure I.4.2 a) Applications intérieur. b) Application extérieur ou intérieur

I.4.3. LISTE D'APPLICATIONS

Nous avons donnée une liste non exhaustive parmi les nombreuses applications des technologies ULB. Vouloir toutes les commenter serait quasi impossible. C'est pourquoi,

nous allons présenter ci-dessous une liste des applications qui vont de l'imagerie jusqu'aux réseaux des communications filaires :

- Systèmes d'imagerie médicale.
- Systèmes de surveillance.
- Radars pour les véhicules de terres et d'air.
- Systèmes de prévention de collision.
- Systèmes de géo-localisation.
- Systèmes de communication hautement sécurisés.
- Réseaux de capteurs.
- Communications RFID
- Applications militaires
- Partage et affichage de vidéos, musique et images en temps réel.

I.4.4. CONCLUSION

Les caractéristiques de la technologie ULB permettent une nouvelle gamme d'applications, y compris les applications militaires, les applications médicales (suivi des patients), les communications de la famille (la surveillance des enfants), de recherche et de sauvetage (communications avec les pompiers, les victimes d'avalanche ou de tremblement de terre), le contrôle des applications domestique, logistique (suivi de colis), et les applications de sécurité (localisation des personnes autorisées dans les zones de haute sécurité) entre autres.

Les caractéristiques de la technologie ULB lui confère la possibilité de concurrencer les technologies tels que Zigbee et Bluetooth. Finalement, une technologie ULB-RI à faible coût basée sur un récepteur non-cohérent peut potentiellement répondre au cahier des charges des WBAN et WPAN en termes de portée et de débit.

I.5. CONCLUSIONS

Dans ce chapitre, une étude sur les réglementations pour la transmission et la réception des signaux ULB-RI a été réalisée. Nous avons montré particulièrement que les réglementations permettent d'utiliser les bandes de fréquences définies pour les standards tant pour la technique radio impulsionnelle (RI) que pour la technique de modulation par répartition de fréquences orthogonales (OFDM) sans qu'il n'y ait d'interférences entre elles. En outre, les canaux de 500 MHz optimisent les performances de communication ULB. De plus, il est possible d'utiliser simultanément les bandes et sous bandes définies dans les standards IEEE 802.15.4a et ECMA-368.

Nous avons montré également que la technologie ULB OFDM remplit toutes les conditions pour être utilisée dans les communications haut débit où la consommation d'énergie et la complexité du système E/R ne sont pas un point essentiel dans la conception. La technologie ULB RI présente de forts avantages pour les communications bas débit due à sa faible consommation d'énergie et la simplicité du système E/R. Ces caractéristiques lui permettent de concurrencer dans les communications bas débit des technologies telles que ZigBee et Bluetooth.

Finalement, nous avons présenté une étude sur l'état de l'art des récepteurs pour les applications ULB-RI et leurs applications. Cette étude montre que la consommation d'un circuit dépend non seulement de son architecture mais également de l'intégration d'un système de gestion d'énergie (power gating). En même temps, elle met en évidence que les systèmes ULB-RI rendent possible une gestion de l'énergie efficace permettant ainsi de réduire d'une décade la consommation totale. Sur ce plan, il a été remarqué qu'actuellement très peu de récepteurs utilisent au mieux les propriétés de l'ULB-RI en matière de gestion de l'énergie et que l'énergie consommée par bit reste très dépendante du débit (signe que les récepteurs consomment de l'énergie entre deux impulsions reçues). En outre, il est apparu que les récepteurs non-cohérents ont une bonne sensibilité et qu'ils réalisent le meilleur compromis puissance consommée / sensibilité. À ce propos, les structures régénératives semblent être les plus performantes avec toutefois l'inconvénient d'être dépendantes d'une synchronisation.

REFERENCES

- [1] J. R. Pierce and A. L. Hopper, "Nonsynchronous time division with holding and with random sampling," *N. Abramson. "Pacel switching with satellites,"* vol. 40, pp. 1079–1088, 1952.
- [2] G. F. Ross, Lexington, and Mass, "Transmission and Reception System for Generating and Receiving Base-Band Duration Pulse Signals without Distortion for Short Base-Band Pulse Communication System," *Unite States Patent*, pp. 912–914, 1973.
- [3] P. I. Withington and L. Fullerton, "An impulse radio communications system," *International Conference on UWB, Short Pulse Electromagnetic*, pp. 113 – 120, 1992.
- [4] R. A. Scholtz, "Multiple Acces with Time Hopping Impulse Radio," *IEEE Milcon Conference*, pp. 447–450, 1992.
- [5] S. T. Lu, S. P. Mathur, Y. Akyel, and J. C. Lee, "Ultrawide-band electromagnetic pulses induced hypotension in rats.," *Physiology & behavior*, vol. 67, no. 3, pp. 753–61, Sep. 1999.
- [6] Y. BACHELET, "Conception en technologie CMOS de générateurs d'impulsions Ultra Large Bande pour la norme américaine (FCC) et la norme européenne (ECC)," Université d'Aix Marseille, 2008.
- [7] R. VAUCHE, "Conception de Générateurs d'Impulsions Ultra Large Bande en Technologie CMOS," Université de Provence Aix Marseille, 2011.
- [8] S. Dubouloz, "Thèse Développement d'Architectures Avancées pour Communications Ultra Large Bande (UWB) dans des Applications Bas Débit," Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, 2008.
- [9] IEEE, "IEEE Std 802.15.3-2003," no. September, 2003.
- [10] IEEE, "IEEE Std 802.15.4a-2007," no. August, 2007.
- [11] ECMA, "Standard Ecma-368 3rd Edition," no. December, 2008.
- [12] IEEE, "Frequency Hoppers and FCC UWB Rules for WPAN (Std IEEE 802.15)," no. July, 2003.
- [13] S. BOURDEL, "HABILITATION A DIRIGER DES RECHERCHES sur le thème□: 'Conception de Circuits Intégrés à Faible Coût et à Faible Consommation pour la Radio Impulsionnelle Ultra Large Bande'," UNIVERSITE PAUL CEZANNE AIX MARSEILLE III, 2009.
- [14] M. A. Matin, *Ultra-Wideband RF Transceiver□: Chapter 1*. InTech, 2012, pp. 1–14.
- [15] P. P. Mercier, M. Bhardwaj, D. C. Daly, and A. P. Chandrakasan, "14.2 A 0.55V 16Mb/s 1.6mW Non-Coherent IR-UWB Digital Baseband with ± 1 ns Synchronization Accuracy," no. MI, pp. 252–254, 2009.
- [16] M. Crepaldi, C. Li, J. R. Fernandes, S. Member, and P. R. Kinget, "An Ultra-Wideband Impulse-Radio Transceiver Chipset Using Synchronized-OOK Modulation," vol. 46, no. 10, pp. 2284–2299, 2011.
- [17] S. Gambini, J. Crossley, S. Member, E. Alon, and J. M. Rabaey, "A Fully Integrated , 290 pJ/bit UWB Dual-Mode Transceiver for cm-Range Wireless Interconnects," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 47, no. 3, pp. 586–598, 2012.
- [18] L. Zhou, Z. Chen, C.-C. Wang, F. Tzeng, V. Jain, and P. Heydari, "A 2Gbps RF-correlation-based impulse-radio UWB transceiver front-end in 130nm CMOS," *2009 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, pp. 65–68, Jun. 2009.

-
- [19] S. Soldà, M. Caruso, A. Bevilacqua, A. Gerosa, S. Member, D. Vogrig, and A. Neviani, "A 5 Mb/s UWB-IR Transceiver Front-End for Wireless Sensor Networks in 0.13 μ m CMOS," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 46, no. 7, pp. 1636–1647, 2011.
 - [20] L. Stoica, S. Tiuraniemi, I. Oppermann, and H. Repo, "An Ultra Wideband Low Complexity Circuit Transceiver Architecture for Sensor Networks," *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp. 364–367, 2005.
 - [21] J. Xia, C. L. Law, Y. Zhou, and K. S. Koh, "3–5 GHz UWB Impulse Radio Transmitter and Receiver MMIC Optimized for Long Range Precision Wireless Sensor Networks," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 12, pp. 4040–4051, 2010.
 - [22] C. Hu, S. Member, R. Khanna, J. Nejedlo, K. Hu, H. Liu, S. Member, P. Y. Chiang, and A. C. I. R. Architectures, "A 90 nm-CMOS, 500 Mbps, 3–5 GHz Fully-Integrated IR-UWB Transceiver With Multipath Equalization Using Pulse Injection-Locking for Receiver Phase Synchronization," *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS*, vol. 46, no. 5, pp. 3–5, 2011.
 - [23] R. Vauché, S. Bourdel, N. Dehaese, O. Fourquin, and J. Gaubert, "Fully Tunable UWB Pulse Generator with Zero DC Power Consumption," in *IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB)*, 2009, no. Umr 6242.
 - [24] M. Crepaldi, C. Li, J. R. Fernandes, S. Member, and P. R. Kinget, "An Ultra-Wideband Impulse-Radio Transceiver Chipset Using Synchronized-OOK Modulation," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 46, no. 10, pp. 2284–2299, 2011.
 - [25] F. S. Lee, A. P. Chandrakasan, and A. Abstract, "A 2.5 nJ/bit 0.65 V Pulsed UWB Receiver in 90 nm CMOS," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 12, pp. 2851–2859, 2007.
 - [26] R. Dokania, X. Wang, S. Tallur, C. Dorta-Quinones, and a Apsel, "An Ultralow-Power Dual-Band UWB Impulse Radio," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 57, no. 7, pp. 541–545, Jul. 2010.
 - [27] S. Tiuraniemi, L. Stoica, A. Rabbachin, and I. Oppermann, "Front-End Receiver for Low Power, Low Complexity Non-Coherent UWB Communications System," *IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, pp. 339–343, 2005.
 - [28] L. Zhou, Y. P. Xu, and F. Lin, "A Gigahertz Wideband CMOS multiplier for UWB Transceiver," *2005 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp. 5087–5090, 2005.
 - [29] Y. Zheng, Y. Tong, J. Yan, Y.-P. Xu, W. G. Yeoh, and F. Lin, "A Low Power Noncoherent CMOS UWB Transceiver ICs," *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, pp. 347–350, 2005.
 - [30] X. Wang, a. Dinh, D. Teng, L. Chen, S. B. Ko, Y. Shi, J. Basran, and V. Dal Bello-Hass, "Impulse based range-gated UWB wireless transceiver IC in 90nm CMOS for medical sensing applications and communications," *2009 IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, vol. 2009, pp. 194–199, Sep. 2009.
 - [31] F. Olivier, "Conception et Integration en technologie 'SYSTEM IN PACKAGE' d'émetteurs récepteurs Ultra Large Bande pour les communications ULB Impulsionnelles dans la bande de fréquence 3.1 - 10.6 GHz," UNIVERSITE DE PROVENCE AIX-MARSEILLE I, 2011.
 - [32] P. E. Thoppay, C. Dehollain, and M. J. Declercq, "A 7.5mA 500 MHz UWB receiver based on Super-regenerative principle," *Solide State Circuit Conference*, no. Lc, pp. 382–385, 2008.
 - [33] M. Pelissier, D. Morche, and P. Vincent, "Super-Regenerative Architecture for UWB Pulse Detection: From Theory to RF Front-End Design," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 56, no. 7, pp. 1500–1512, Jul. 2009.

CHAPITRE II

RECEPTEUR NON COHERENT ULB :

ETUDE THEORIQUE ET ANALYSE

NIVEAU SYSTEME

II.1. INTRODUCTION

Au cours des années, la technologie et les systèmes de communications sans fil ont évolué d'une façon exponentielle. La conception et la réalisation de tels systèmes sont devenues de plus en plus complexes et le coût de fabrication de plus en plus élevé. Ainsi, depuis plusieurs années les langages de description du matériel ont été une solution pour réduire le temps et le coût de fabrication des systèmes numériques et mixtes ainsi que pour améliorer leurs performances [1]. Ces langages de description du matériel (HDL) numérique sont VHDL, Verilog, SystemC. En outre, le besoin d'intégrer plusieurs parties telles qu'analogiques, numériques et physiques est devenu très important pour la modélisation et la conception de systèmes hétérogènes.

II.1.1. LANGAGE DE SIMULATION MIXTE AMS

Le critère d'importance des langages de simulation est relié à leur utilisation dans les laboratoires de recherche et dans l'industrie, ainsi que leur standardisation IEEE [2]. En outre, pour faire une modélisation RF il faut, d'abord, écrire le modèle et comparer les résultats avec la théorie et autres simulateurs pour valider les blocs RF [3]. Cette opération prend du temps pour réaliser des études au niveau système, avec une précision suffisante.

II.1.1.1. *VERILOG-AMS*

Le langage de description Verilog-AMS est une extension du standard IEEE 1364 connue sous le nom de Verilog et similaire au langage VHDL-AMS. Ce langage a été développé par la société Cadence Design Systems et permet de faire la description comportementale des systèmes analogiques et mixtes. Il utilise une syntaxe de programmation proche du langage C mais les concepts de modélisation sont différents.

II.1.1.2. *MODELICA*

C'est un langage de modélisation orienté objet qui permet de modéliser les systèmes complexes hétérogènes. Ce langage est utilisé dans des simulations mêlant prototype réel et prototype virtuel. À la différence des autres langages, la modélisation numérique est moins performante dans MODELICA car les modèles de la partie analogique et numérique sont synchronisés.

II.1.1.3. *SYSTEMC-AMS*

SystemC-AMS, extension de SystemC est un langage de description du matériel issu du langage C++, lui permettant de simuler non seulement des systèmes matériel, mais également la partie logiciel (avant ou après le partitionnement matériel-logiciel). Ce langage est basé sur un ensemble de bibliothèques créées en langage C++ qui permet de faire de la modélisation par le biais de spécification d'exécutables à plusieurs niveaux d'abstraction pour un même système [4]. Il est possible de réaliser un modèle générique computationnel en synchronisant l'approche physique, analogique, numérique et système.

II.1.1.4. VHDL-AMS

VHDL-AMS est un langage de description du matériel qui permet de modéliser les systèmes analogiques, numériques et mixtes. Normalisé en 1999 pour l'IEEE sous le nom d'IEEE 1071-1999, le langage a deux types de simulateurs, un dédié à la partie discrète et l'autre à la partie continue qui se synchronisent pour avoir le modèle total du système.

II.1.2. SIMULATEURS DEDIES

La modélisation niveau système est devenue un aspect très important dans la conception de circuits RF. Divers outils et langages existent sur le marché.

II.1.2.1. MATLAB

MATLAB est un outil de simulation basé sur le langage C avec lequel il est possible de modéliser les divers niveaux d'abstraction du système RF. SIMULINK est un sous-ensemble de MATLAB, utilisant des bibliothèques de modèles (blocs) qui permettent de réduire le temps d'écriture des modèles. Le problème avec cet outil est le temps de simulation qui peut devenir prohibitif quand on mélange signaux en bande de base à quelque Mbits/s et fréquence de la porteuse RF à quelques GHz [2].

II.1.2.2. ADS

ADS (Advanced Design System), est un outil de simulation basé sur le langage C et C++, qui permet la modélisation de systèmes RF mixte (analogique-numérique). Il est possible de réaliser de modèles analytiques non linéaires en fonction du temps et visualiser la réponse dans l'espace fréquentiel, temporel à temps discret ou continu.

II.1.3. CONCLUSION

Après cette étude succincte sur les différents langages pour modéliser un système RF ULB, nous avons considéré que l'outil de simulation, le plus efficient pour faire des analyses fréquentielle et temporelle du récepteur non cohérent est le logiciel ADS. Il dispose en effet d'une bibliothèque de blocs RF modélisés, et permet de réaliser différentes études comme

l'influence du bruit thermique, du canal de transmission, ainsi que le calcul du bilan de liaison (calcul du Bit Error Rate, BER). En outre, il est également possible de faire une étude au niveau transistor de tout le système, comme montré dans le chapitre III. La «netlist» Spice est par ailleurs compatible avec le logiciel Cadence pour la réalisation du dessin des masques et les simulations «post-layout».

Finalement, dans ce chapitre, nous allons détailler l'étude théorique et l'analyse au niveau système, sous ADS, des récepteurs non cohérents ULB. Cette étude a comme objectif de déterminer quelle configuration ou topologie du récepteur est la plus performante dans les applications envisagés : soit pour des transmissions haut débit (standard IEEE 802.15.3a) ou bas débit (standard IEEE 802.15.4a). La méthode que nous allons développer pour comparer les diverses topologies est basée sur la sensibilité des différents récepteurs pour un BER donné. Pour cela, nous avons considéré un modèle simplifié d'une communication sans fil qui est présenté sur la figure II.1.1, où le canal est modélisé par bruit additif gaussien. Ce dernier, est un paramètre très important dans l'analyse car il dépend fortement de la bande passante du signal ULB.

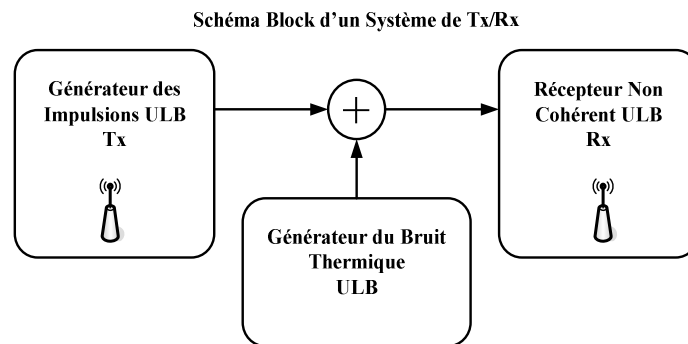


Figure II.1.1 Schéma bloc d'une communication sans fil, en considérant un bruit blanc pour le canal de transmission

II.2. MODELISATION DES IMPULSIONS ULB ET DU BRUIT BLANC

Par la suite, nous allons proposer une méthode pour modéliser des impulsions ULB et le bruit blanc ou bruit thermique correspondant à chaque norme ULB.

II.2.1. GENERATION DES IMPULSIONS ULB

Pour illustrer la génération des impulsions ULB, nous montrons dans la figure II.2.1.b le schéma bloc de l'émetteur, où la source génère un pulse appelé fonction porte de durée τ (cf. figure II.2.1.a). Cette impulsion est ensuite mise en forme par le filtre passe bande (BPF) (cf. figure II.2.1.b) ayant comme résultat une impulsion ULB de durée $T\tau$ (cf. figure II.2.1.c). En d'autres termes, les signaux ULB peuvent être définis comme la réponse impulsionnelle du filtre passe bande, où la bande passante du signal est déterminée par la bande passante du filtre.

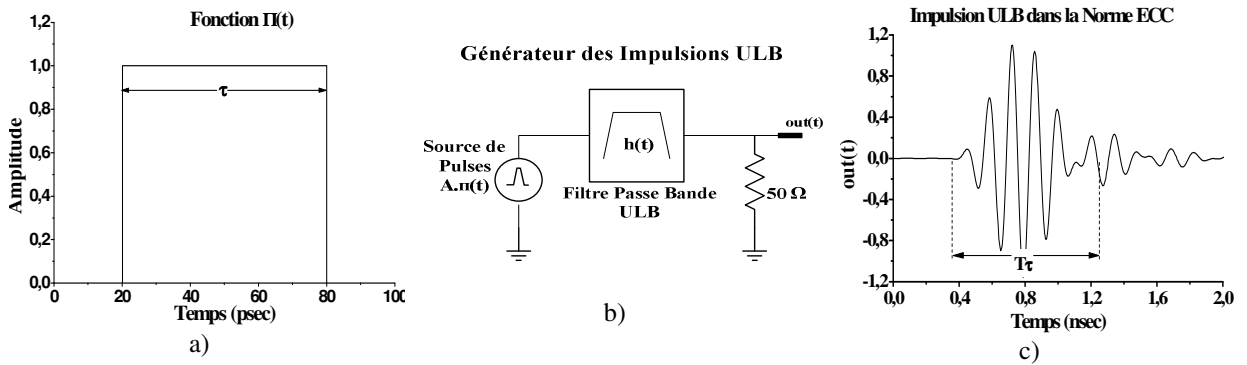


Figure II.2.1 a) Fonction $\Pi(t)$ b) Schéma bloc du émetteur ULB

c) Impulsion ULB dans la norme ECC

Ainsi, avec cette approche, il est possible de réaliser une modulation OOK [5], et contrôler les séquences de bits, l'amplitude maximale du signal et la bande passante du filtre (BPF) pour générer des impulsions ULB de 500 MHz de bande ou des impulsions qui respectent les normes ECC et FCC (cf. figure II.2.2). Ce modèle est décrit par les équations II.2.1 et II.2.2. Le signal $out(t)$ est le résultat du produit de convolution entre le signal $\Pi(t)$ et la fonction de transfert $h(t)$ du filtre (cf. équation II.2.1). La DSE (Densité Spectrale d'Énergie) des impulsions ULB montrent que la bande passante et l'enveloppe du signal $OUT(f)$ sont conditionnées par les caractéristiques du filtre passe bande (cf. équation II.2.2).

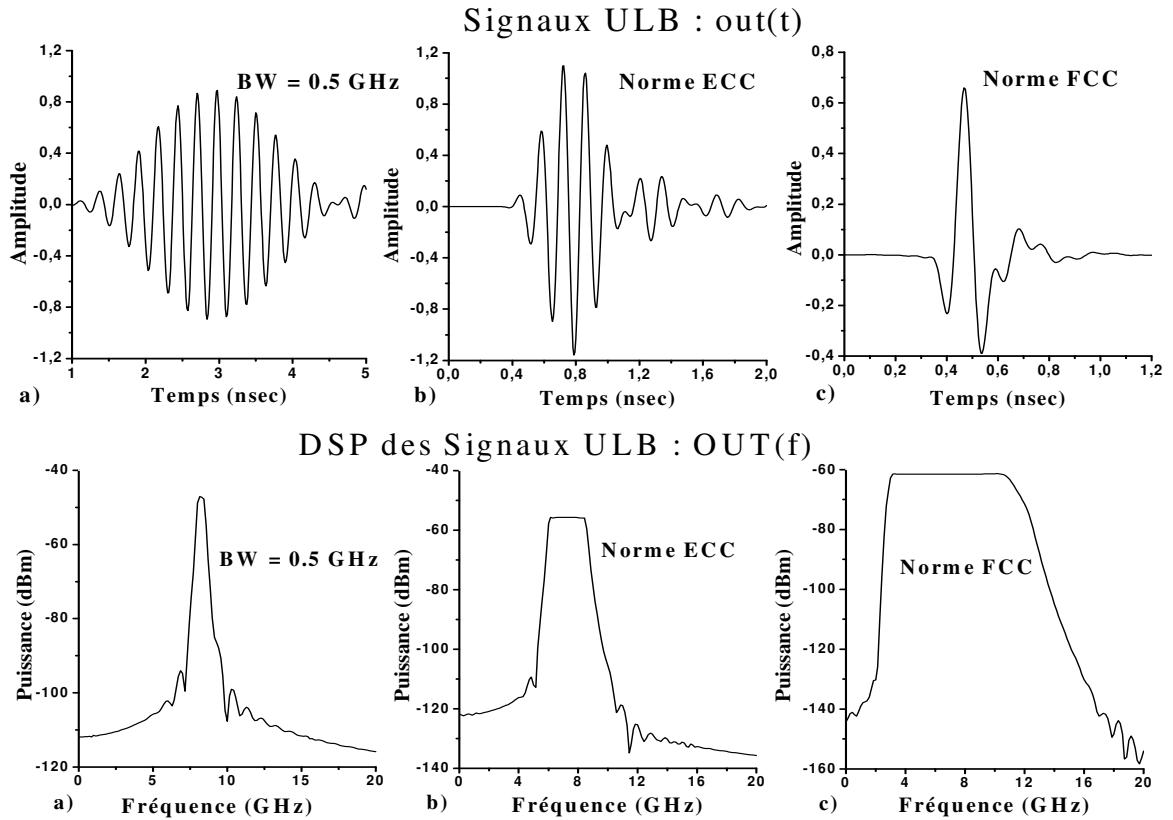
- Réponse temporelle de l'impulsion émise :

$$out(t) = A.\Pi(t) * h(t) \quad \text{eq. II.2.1}$$

- DSE de l'impulsion émise :

$$OUT(f) = A^2.\Pi^2(f).|H(f)|^2$$

$$OUT(f) = (A.\tau)^2.\sin^2(\pi.f.\tau).|H(f)|^2 \quad \text{eq. II.2.2}$$



II.2.2. MODELISATION DU BRUIT BLANC GAUSSIEN

Le modèle du bruit nous permet d'étudier son influence dans la réception de données quelque soit le standard de communication ULB. Ce modèle est basé sur l'équation II.2.3 qui détermine la valeur efficace du bruit blanc gaussien, en fonction de la bande passante (BW_C) du canal ULB, de la constante de Boltzmann (K), de la température ambiante (T) et de la résistance du récepteur (R). Ensuite, l'équation II.2.4 définit la puissance moyenne du bruit, exprimée en dBm. Cette équation nous montre qu'il existe une forte influence de la bande

passante du signal sur le bruit. C'est pourquoi, le schéma électrique de la figure II.2.3 peut modéliser le bruit en utilisant la bande passante du filtre comme la bande du canal de transmission. Les valeurs de la tension efficace du bruit blanc correspondant à chaque norme ULB (trouvées en simulation sous ADS) sont données dans le tableau II.2.1 et la DSP du bruit pour les canaux 3-5 GHz, FCC et 0,5 GHz est représentée par la figure II.2.4.

$$V_{BTH} rms(t) = \sqrt{K.T.BW_C.R} \quad \text{eq. II.2.3}$$

$$Pm_{dBm} = 10.\log\left(\frac{(V_{BTH} rms(t))^2}{R}\right) = -174 + 10.\log(BW_C) \quad \text{eq. II.2.4}$$

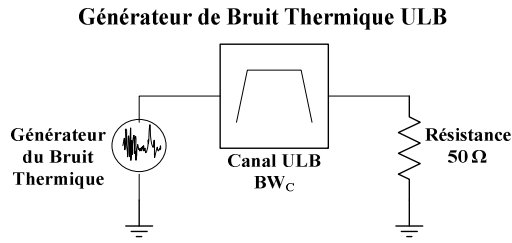


Figure II.2.3 Schéma électrique du générateur de bruit ULB

Standard	BW _C (GHz)	V _{BTH} (μVrms)
FCC	7,5	38,6
ECC	2,5	22,3
500 MHz	0,5	9,97

Tableau II.2.1

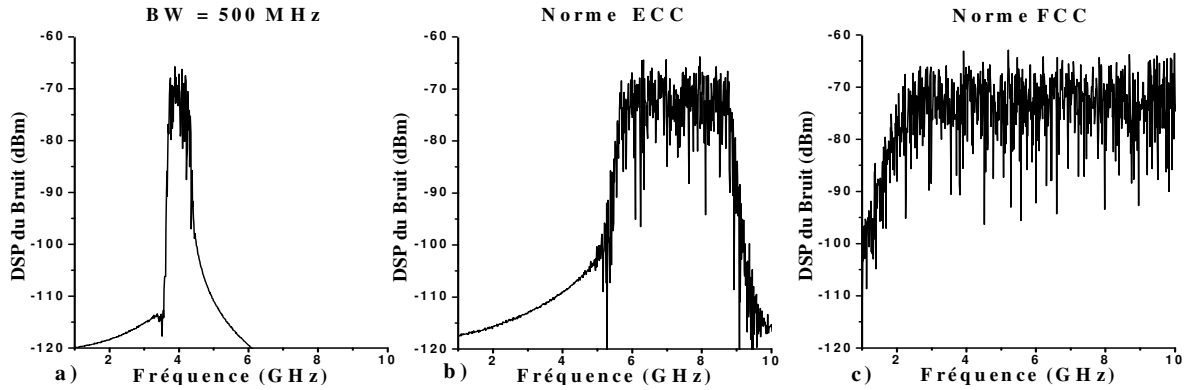


Figure II.2.4 Résultats de simulation sous ADS.

Spectre fréquentiel du bruit dans la bande a) 0,5 GHz, b) 3-5 GHz et c) FCC.

II.2.3. CONCLUSION

Nous avons démontré dans cette partie une méthode simple et rapide pour générer un signal ULB, à partir de la réponse impulsionnelle du filtre passe bande. Cela est possible en modifiant la largeur de sa bande passante. Nous avons également présenté un modèle pour générer le bruit gaussien correspondant à chaque standard de communication ULB.

II.3. RECEPTEUR NON COHERENT

Dans un récepteur non-cohérent la connaissance de la porteuse du signal émis n'est pas importante pour détecter le signal. Il n'existe aucune synchronisation entre le signal reçu et le récepteur, permettant ainsi de simplifier la topologie du circuit du récepteur ce qu'évite d'ajouter un oscillateur local. Par conséquent, la consommation d'énergie est réduite considérablement. Pour comprendre le fonctionnement du récepteur, la figure II.3.1 montre deux types de topologies composées d'un LNA et d'un détecteur où la différence consiste dans la méthode de détection. D'un côté la détection se réalise avec un détecteur crête et d'un autre côté se fait avec un détecteur d'énergie.

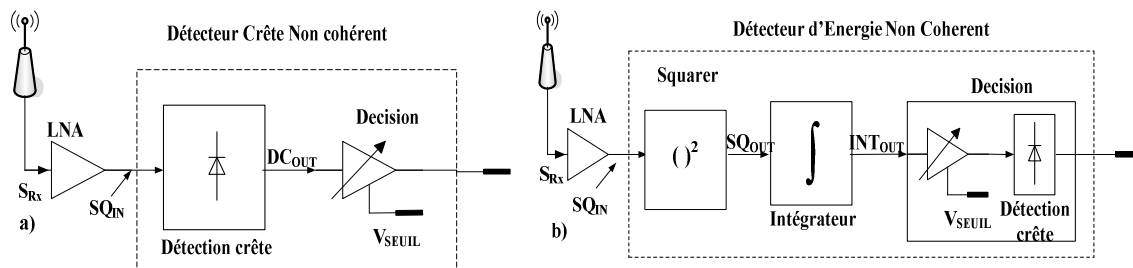


Figure II.3.1 Récepteurs non cohérents ULB a) LNA + détecteur crête et b) LNA + détecteur d'énergie

II.3.1. DETECTION CRETE

Le principe de fonctionnement d'un récepteur à détection de crête est le suivant : le signal ULB est tout d'abord amplifié par le LNA, ensuite, le signal obtenu est comparé à une tension de référence ou seuil de décision S_D pour récupérer les données (cf. figure II.3.2) [6].

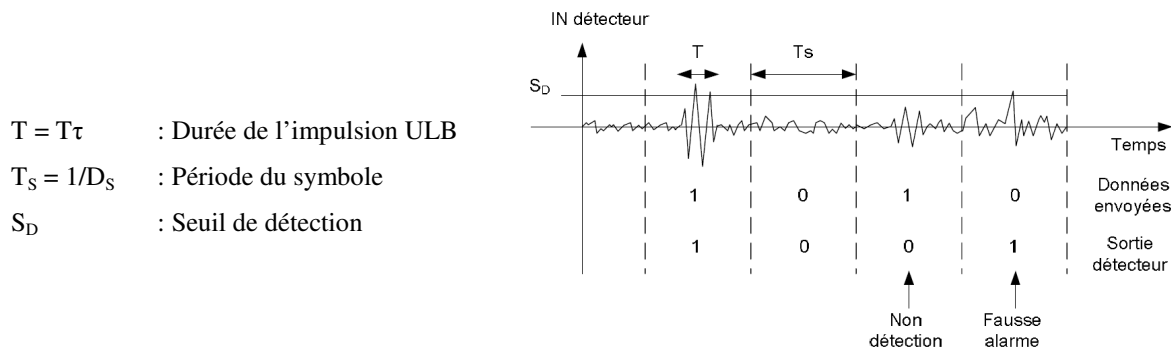


Figure II.3.2 Principe d'un détecteur de crête [6].

II.3.2. DETECTION D'ÉNERGIE

La détection d'énergie (cf. figure II.3.1.b) se base sur la récupération de l'énergie du signal émis. Le principe du détecteur est alors d'intégrer la puissance instantanée d'une impulsion pendant sa durée $T\tau$ (cf. figure II.3.3). Pour cette technique, il n'est pas nécessaire de se synchroniser avec la porteuse du signal. Toutefois sa complexité consiste dans l'analyse des non linéarités du squarer (élévation au carré du signal) et de l'intégrateur.

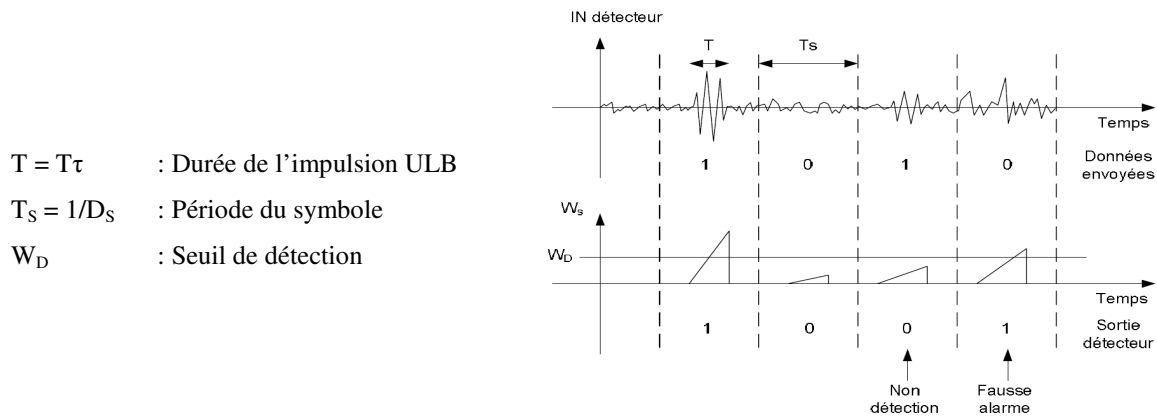


Figure II.3.3 Principe d'un détecteur d'énergie [6].

II.3.3. CONCLUSION

Le tableau II.3.1 résume les principaux avantages et inconvénients des deux topologies, à savoir détection crête et détection d'énergie, pour un récepteur ULB impulsionnel.

	Détection Crête	Détection d'Énergie
Avantage	<ul style="list-style-type: none"> ❖ La détection du signal est immédiatement après le LNA. ❖ Il n'y a pas d'effets de non linéarité. 	<ul style="list-style-type: none"> ❖ L'énergie du signal est liée à la durée de l'impulsion. ❖ Après le squarer, le signal est ramené en basse fréquence (BF)
Inconvénients	<ul style="list-style-type: none"> ❖ Détection limitée par le niveau de tension du bruit. ❖ Forte influence du bruit thermique au long de toute la chaîne de réception. ❖ Signal RF le long de la chaîne. 	<ul style="list-style-type: none"> ❖ Réglage du temps d'intégration. ❖ Complexité de l'étude non linéaire du système.
Choix	Détection d'énergie car elle est plus performante que la détection crête en termes de sensibilité [5].	

Tableau II.3.1

II.4. APPROCHE THEORIQUE DE LA DETECTION D'ENERGIE

La détection d'énergie peut être effectuée avec deux récepteurs différents tout en gardant le même étage d'entrée, à savoir le LNA. Le premier détecteur est un pseudo détecteur d'énergie car il comprend, après le squarer, un filtre passe bas du premier ordre se comportant comme un intégrateur. Ce détecteur n'a pas besoin d'un signal de synchronisation ce que réduit la complexité de conception du circuit. Le deuxième détecteur est un détecteur d'énergie composé par un squarer et un intégrateur (cf. figure II.4.1).

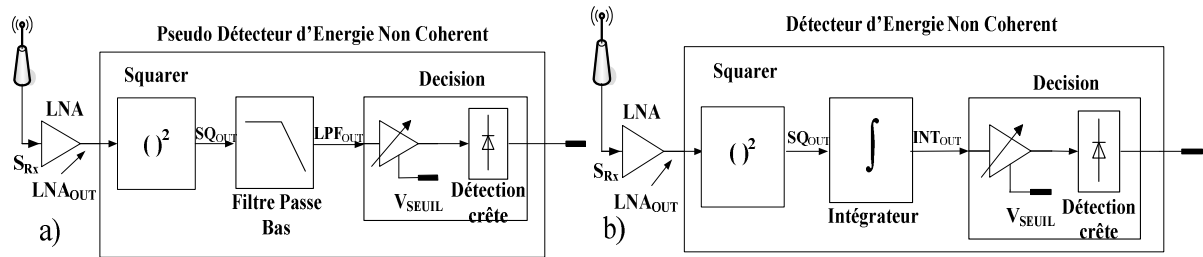


Figure II.4.1 a) LNA + Pseudo détecteur d'énergie et b) LNA + détecteur d'énergie

II.4.1. DETECTEUR D'ENERGIE (DE)

Le détecteur d'énergie ultra large bande non-cohérent a un design simple. Toutefois, la conception du circuit reste complexe due au besoin d'un signal de synchronisation. Le comportement d'un tel détecteur d'énergie, illustré par la figure II.4.2, est décrit par les équations II.4.1 et II.4.2 où l'impulsion ULB entrante $SQ_{IN}(t)$ est mise au carré par le squarer ayant aussi comme résultat un signal $SQ_{OUT}(t)$ transposé en bande de base. Ensuite, le signal $SQ_{OUT}(t)$ est intégré pendant une durée T_i pour avoir en sortie un signal $INT_{OUT}(t)$ qui représente l'énergie du signal $SQ_{IN}(t)$. À partir de ces équations nous avons montré que l'énergie du détecteur est indépendante de la fréquence de la porteuse du signal.

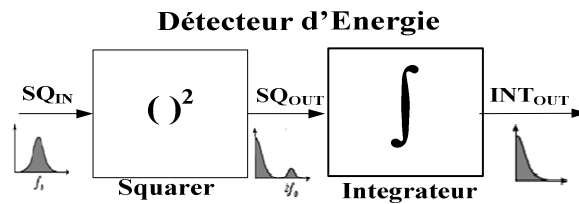


Figure II.4.2 Schéma bloc du détecteur d'énergie

$$SQ_{OUT}(t) = (SQ_{IN}(t))^2 \quad \text{eq. II.4.1}$$

$$Energie = INT_{OUT}(t) = \int_0^{Ti} SQ_{OUT}(t) dt \quad \text{eq. II.4.2}$$

Nous allons supposer que le signal $SQ_{IN}(t)$ est un signal porte (cf. figure II.4.3.a) défini par une séquence de bits (cf. équation II.4.3) où chaque bit est représenté par un nombre d'impulsions (S_{IMP}) déterminé.

$$SQ_{IN}(t) = A \cdot \sum_{j=1}^{Nb} S_{IMP}(t - (j-1)T_s) \quad \text{où} \quad S_{IMP}(t) = \sum_{i=1}^{N_{IMP}} \Pi(t - (i-1)T_p) \quad \text{eq. II.4.3}$$

De manière à simplifier les calculs, nous allons considérer un seul bit ($Nb = 1$). Ce signal est mis au carré par le squarer (cf. équation II.4.4) et après intégré dans l'intervalle de temps Ti (cf. équation II.4.5).

$$SQ_{OUT}(t)|_{j=1} = (A \cdot S_{IMP}(t))^2 = A^2 \sum_{i=1}^{N_{IMP}} \Pi(t - (i-1)T_p) \quad \text{eq. II.4.4}$$

$$INT_{OUT}(t)|_{j=1} = \int SQ_{OUT}(t) dt = A^2 \sum_{i=1}^{N_{IMP}} \int_{(i-1)T_p}^{Ti} \Pi(t - (i-1)T_p) dt \quad \text{avec} \quad Ti = N_{IMP} \cdot T_p \quad \text{eq. II.4.5}$$

L'amplitude du signal en sortie de l'intégrateur est proportionnelle à la durée de l'impulsion $T\tau$ (cf. figure II.4.3.e). Finalement, l'équation II.4.6 donne la valeur de l'amplitude INT_{OUT} calculée pour une seule impulsion ($N_{IMP} = 1$). Et, l'équation II.4.7 montre que l'amplitude maximale en sortie de l'intégrateur est proportionnelle au nombre d'impulsions N_{IMP} (cf. figure II.4.4).

$$INT_{OUT}(t)|_{j=1, i=1} = \begin{cases} A^2 \cdot t & \text{pour } 0 \leq t \leq T\tau \\ A^2 \cdot T\tau & \text{pour } T\tau < t \leq Ti \end{cases} \quad \text{eq. II.4.6}$$

$$INT_{OUT_MAX}|_{j=1} = A^2 \cdot N_{IMP} \cdot T\tau \quad \text{eq. II.4.7}$$

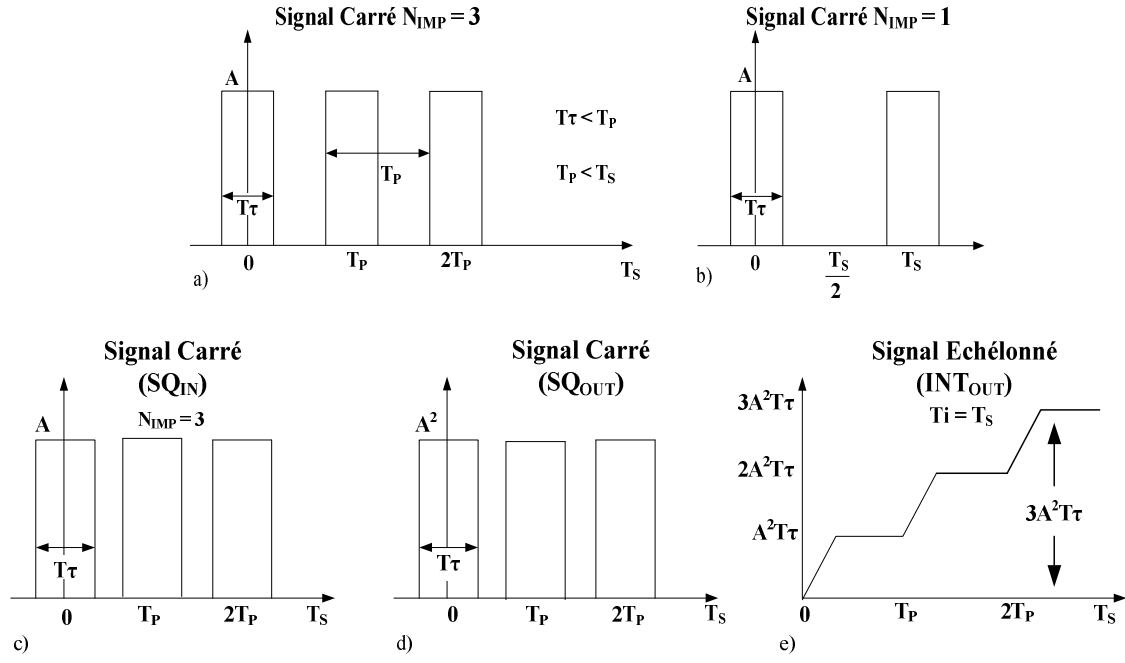


Figure II.4.3 Principe d'intégration d'un signal carré de durée τ pour un temps d'intégration $T_i = T_s$
 a) Plusieurs impulsions par bit ($N_{IMP} = 3$). b) Signal avec une impulsion par bit. c) Signal en entrée du squarer.
 d) Signal en sortie du squarer. e) Signal en sortie de l'intégrateur.

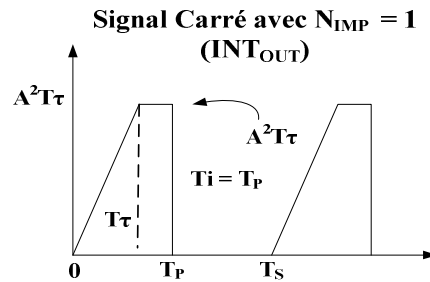


Figure II.4.4 Signal en sortie du détecteur d'énergie pour un $T_i = T_p$

II.4.2. PSEUDO DETECTEUR D'ENERGIE (PDE)

Le pseudo détecteur d'énergie utilise un filtre passe bas d'ordre un pour faire l'intégration du signal (cf. figure II.4.5). Le filtre passe bas réduit la complexité de la conception du détecteur car, contrairement à l'intégrateur. Il n'a pas besoin du temps d'intégration T_i ni d'un signal de synchronisation pour récupérer l'énergie du signal. Le filtre passe bas d'ordre un s'approche du fonctionnement d'un intégrateur, mais il peut y avoir des situations pour lesquelles cette approximation n'est pas valable. Dans une configuration normale, le filtre passe bas récupère l'enveloppe du signal filtré pour n'importe quelle fréquence de coupure. Donc, pour prétendre récupérer l'énergie du signal, il faut savoir quelle est la fréquence de

coupure optimale pour que le filtre passe bas idéal soit considéré comme un intégrateur. Nous allons définir que le temps d'intégration est inversement proportionnel à la fréquence de coupure multipliée par une variable.

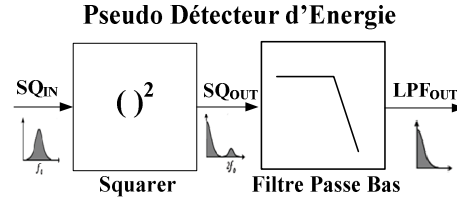


Figure II.4.5 Schéma bloc du pseudo détecteur d'énergie

Le produit de convolution (cf. équations II.4.8 à II.4.10) entre le signal $SQ_{OUT}(t)$ et $h(t)$ est défini comme l'intégrale du produit des deux signaux avec un balayage temporel de $\pm\infty$.

$$LPF_{OUT}(t) = SQ_{OUT}(t) \otimes h(t) \quad \text{eq. II.4.8}$$

$$LPF_{OUT}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} SQ_{OUT}(\rho) \cdot h(t - \rho) d\rho = \int_{-\infty}^{\infty} h(\rho) \cdot SQ_{OUT}(t - \rho) d\rho \quad \text{eq. II.4.9}$$

$$LPF_{OUT}(f) = SQ_{OUT}(f) \cdot H(f) \quad \text{eq. II.4.10}$$

Le signal à la sortie du squarer, $SQ_{OUT}(t)$, a été défini par l'équation II.4.4 où la durée de l'impulsion est $T\tau$ dans l'intervalle de temps « $t - (i-1)T_P$ » (cf. figure II.4.3.d). Dans le cas d'une impulsion ($i = 1$), le signal $SQ_{OUT}(t)$ dans le domaine fréquentiel est donné par l'équation II.4.11. En outre, le filtre passe bas, ayant une fonction de transfert $H(f)$ idéal dans le domaine fréquentiel (cf. figure II.4.6.a), peut être modélisé par l'équation II.4.12. Et, dans le domaine temporel (cf. figure II.4.6.b) est défini par l'équation II.4.13.

$$SQ_{OUT}(f) = A^2 \cdot T\tau \cdot \text{sinc}(2\pi \cdot f \cdot (T\tau / 2)) \quad \text{eq. II.4.11}$$

$$H(f) = \Pi(f) = \begin{cases} 1 & \text{pour } -f_c \leq f \leq f_c \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad \text{eq. II.4.12}$$

$$h(t) = 2f_c \cdot \text{sinc}(2\pi \cdot f_c \cdot t) \quad \text{eq. II.4.13}$$

Représentation de la Fonction de Transfert du Filtre Passe Bas Idéal

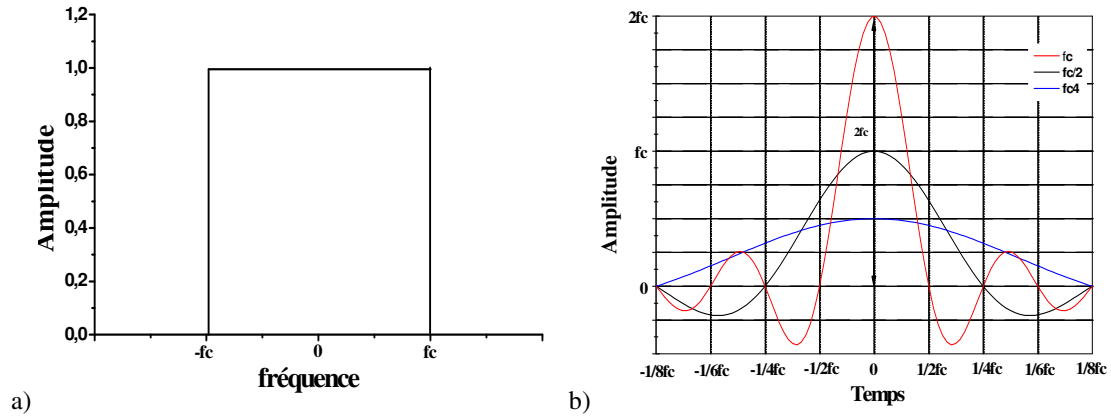


Figure II.4.6 a) Fonction du filtre passe bas idéal dans l'espace fréquentiel.

b) Fonction du filtre passe bas idéal dans l'espace temporelle.

Quand les signaux sont alignés entre les temps $-\tau/2$ et $\tau/2$ avec t égal à zéro (cf. figure II.4.7.b), le produit de convolution des deux fonctions $LPF_{OUT}(f)$ atteint sa valeur maximale (dans ce cas N_{IMP} est égale à un et $T\tau$ est équivalent à $1/f_c$) où $T\tau$ est la durée du plateau du signal carré (cf. figure II.4.3.b).

Produit de Convolution entre le Signal ULB et la Fonction de Transfert du Filtre Passe Bas

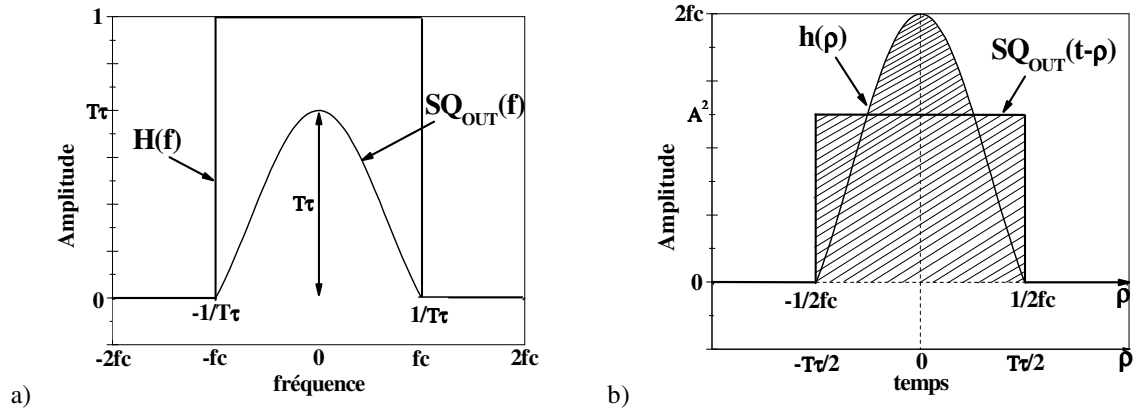


Figure II.4.7 a) Signaux alignés sur la valeur maximale dans l'espace fréquentielle.

b) Signaux alignés sur la valeur maximale dans l'espace temporelle.

Nous allons analyser sur un bit ($N_b = 1$) l'influence de la fréquence de coupure f_c , la durée de l'impulsion $T\tau$ et du nombre d'impulsions N_{IMP} sur la réponse impulsionnelle du filtre. L'amplitude maximale du signal $SQ_{OUT}(t)$ est une constante égale à A^2 dans l'intervalle de temps de zéro à $T\tau/2$ et la valeur maximale de la fonction $h(t)$ du filtre passe bas est deux fois f_c (cf. figure II.4.7.b).

Le développement du produit de convolution est montré ci-après :

$$LPF_{OUT}(t) = 2.f_c \int_0^t \sin c(2\pi.f_c.\rho) \cdot SQ_{OUT}(t-\rho) d\rho \quad \text{eq. II.4.14}$$

$$LPF_{OUT}(t) = 2A^2.f_c \int_0^t \sin c(2\pi.f_c.\rho) \cdot \sum_{i=1}^{N_{IMP}} \Pi(t-(i-1)T_p - \rho) d\rho \quad \text{eq. II.4.15}$$

Si la variable temporelle « $t - (i - 1)T_p - \rho$ » appartient à l'intervalle « $t - (i - 1)T_p \pm T\tau/2$ » (cf. figure II.4.7.b), alors le signal porte vaut un et les limites d'intégration de ρ sont redéfinies dans l'intervalle du temps « $t - (i - 1)T_p \pm T\tau/2$ ». Donc, l'intégrale prend une nouvelle forme (en fonction de N_{IMP}) :

$$LPF_{OUT}(t) = 2A^2.f_c \sum_{i=1}^{N_{IMP}} \int_{t-(i-1)T_p - \frac{T\tau}{2}}^{t-(i-1)T_p + \frac{T\tau}{2}} \frac{\sin(2\pi.f_c.\rho)}{2\pi.f_c.\rho} d\rho \quad \text{eq. II.4.16}$$

Pour simplifier le calcul, nous faisons le changement de variable suivant :

$$si: 2\pi.f_c.\rho = x \quad \text{alors: } d\rho = \frac{dx}{2\pi.f_c}$$

$$si: t - \frac{T\tau}{2} \leq \rho \leq t + \frac{T\tau}{2} \quad \text{alors: } 2\pi.f_c \left(t - \frac{T\tau}{2} \right) \leq x \leq 2\pi.f_c \left(t + \frac{T\tau}{2} \right)$$

Alors, après avoir réalisé le changement de variable (ρ par x), l'équation II.4.16 peut être redéfinie de la manière suivante :

$$LPF_{OUT}(t) = \frac{A^2}{\pi} \sum_{i=1}^{N_{IMP}} \int_{2\pi.f_c \left(t - (i-1)T_p - \frac{T\tau}{2} \right)}^{2\pi.f_c \left(t - (i-1)T_p + \frac{T\tau}{2} \right)} \sin c(x) dx \quad \text{eq. II.4.17}$$

L'intégrale de l'équation II.4.17, montre une dépendance de la fréquence de coupure et du nombre d'impulsions. La valeur maximale du signal $LPF_{OUT}(t)$, dans le cas où le nombre d'impulsions N_{IMP} est égale à un (cf. figure II.4.7.b), s'écrit de la forme suivante :

$$LPF_{OUT_MAX} = \frac{A^2}{\pi} \int_{-\pi.f_c.T\tau}^{\pi.f_c.T\tau} \sin c(x) dx \quad \text{eq. II.4.18}$$

L'intégrale de l'équation précédente peut être redéfinie indépendamment de la fréquence de coupure f_C du filtre passe bas et de la durée de l'impulsion $T\tau$, en faisant f_C égale à $1/T\tau$. Cette approche est montrée ci-après :

$$LPF_{OUT_MAX} = \frac{A^2}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \sin c(x) dx = \frac{2 \cdot A^2}{\pi} \int_0^{\pi} \sin c(x) dx \quad \text{où} \quad f_C = \frac{1}{T\tau} \quad \text{eq. II.4.19}$$

Les résultats de simulation réalisée sous MATLAB montrent sur la figure II.4.8 que la valeur maximale de la réponse impulsionnelle du filtre pas bas diminue légèrement en fonction du nombre d'impulsions, puis peut être considéré comme constante. L'amplitude de l'impulsion en sortie du filtre reste indépendante du nombre d'impulsions. La figure II.4.9 illustre la variation de la réponse impulsionnelle du filtre pour diverses valeurs de sa fréquence de coupure (où $f_C = 1/(\alpha \cdot T\tau)$ et $N_{IMP} = 1$). La figure II.4.10 montre le couple $\alpha - N_{IMP}$ pour lequel l'équation II.4.17 atteint sa valeur maximale.

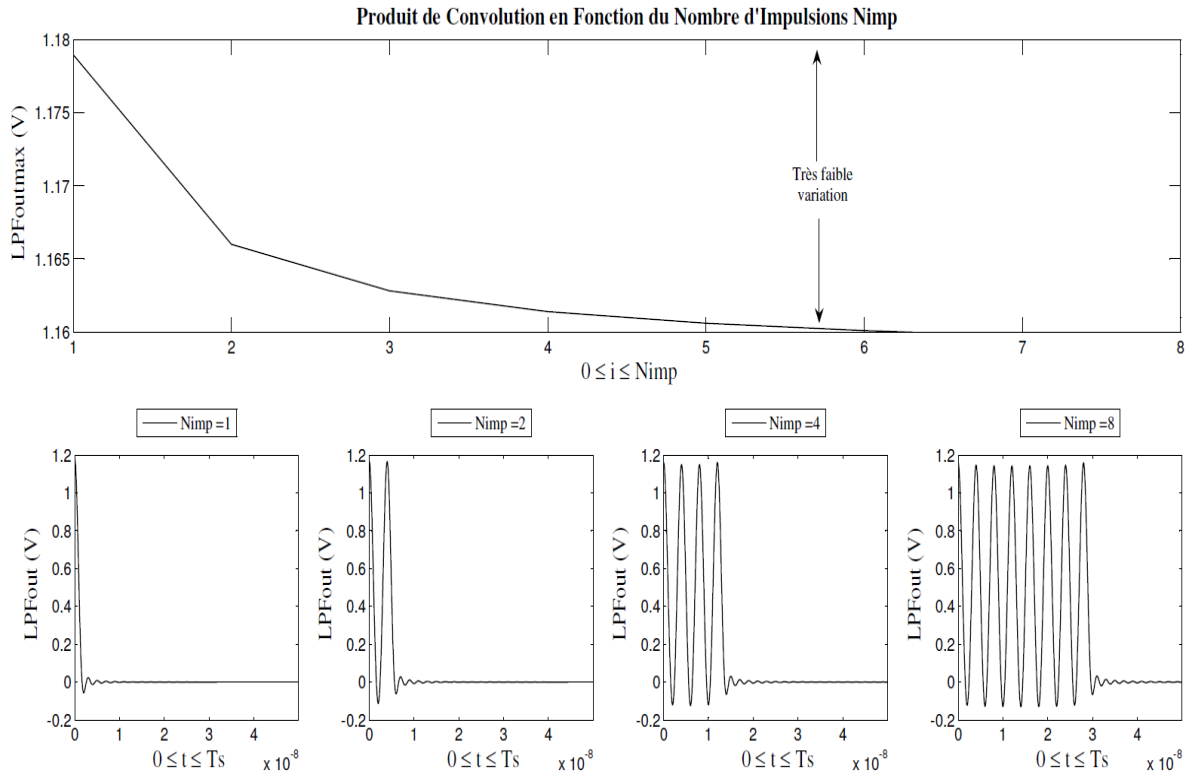


Figure II.4.8 Réponse impulsionnelle du filtre passe bas en fonction du nombre d'impulsions.

$A = 1 \text{ V}$, $T\tau = 2 \text{ nsec}$, $T_P = 2T\tau$ et $T_S = 50 \text{ nsec}$

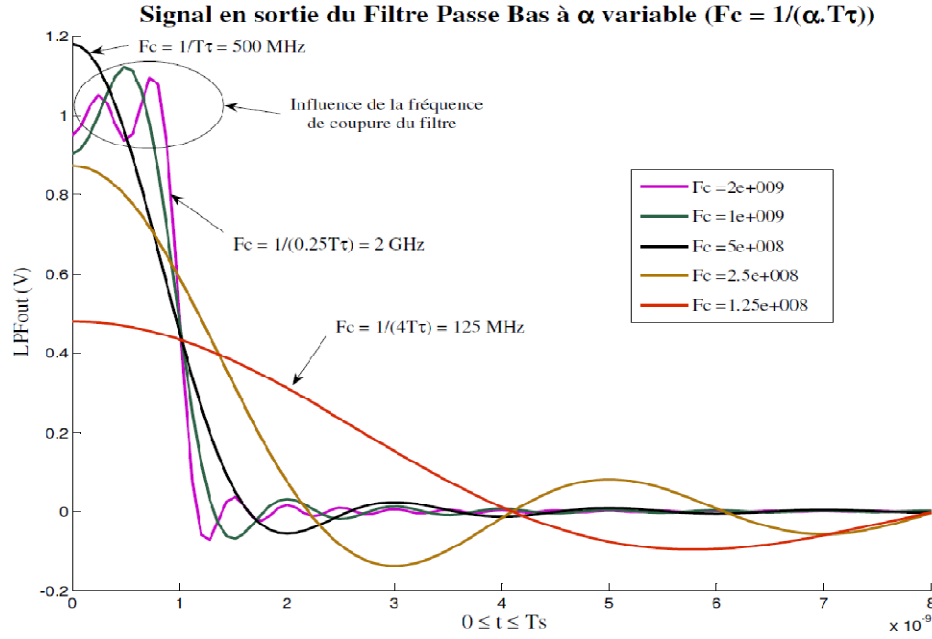
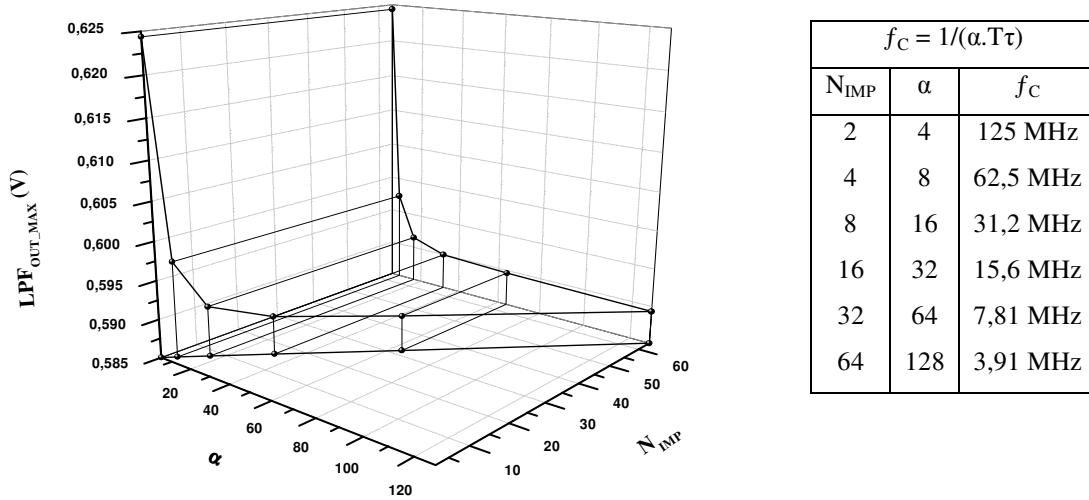


Figure II.4.9 Réponse impulsionnelle du filtre passe bas en fonction de la fréquence de coupure.

$$A = 1.2 \text{ V}, N_{\text{IMP}} = 1, T\tau = 2 \text{ nsec}, T_p = 2T\tau \text{ et } T_s = 8 \text{ nsec}$$


 Figure II.4.10 $LPF_{\text{OUT_MAX}}$ en fonction de $4 \leq \alpha \leq 128$ et de $2 \leq N_{\text{IMP}} \leq 64$.

$$A = 1 \text{ V}, T\tau = 2 \text{ nsec}, T_p = 2T\tau$$

II.4.2.1. $1^{er} \text{ cas} : f_C \rightarrow \infty$

Quand la fréquence de coupure tend vers l'infini (cf. équation II.4.18), l'intégrale prend la forme de l'intégrale de Dirichlet (cf. équation II.4.20). En remplaçant l'équation II.4.20 dans l'équation II.4.18, l'amplitude maximale $LPF_{\text{OUT_MAX}}$ devient égale à A^2 (amplitude maximale du signal $SQ_{\text{OUT}}(t)$) définie par l'équation II.4.21. La figure II.4.11 montre le

résultat de simulation (sous MATLAB) de la réponse impulsionnelle du filtre passe bas ($A=1$).

$$I = \int_{-\infty}^{\infty} \text{sinc}(x) dx = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin(x)}{x} dx = \pi \quad \text{eq. II.4.20}$$

$$LPF_{OUT_MAX} = SQ_{OUT_MAX} = A^2 \quad \forall \quad N_{IMP} \geq 1 \quad \text{eq. II.4.21}$$

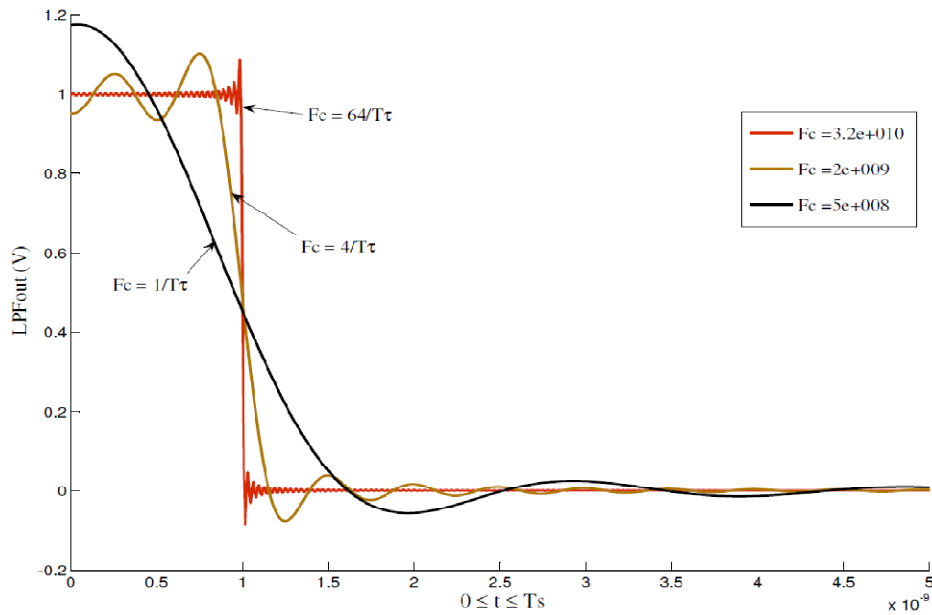


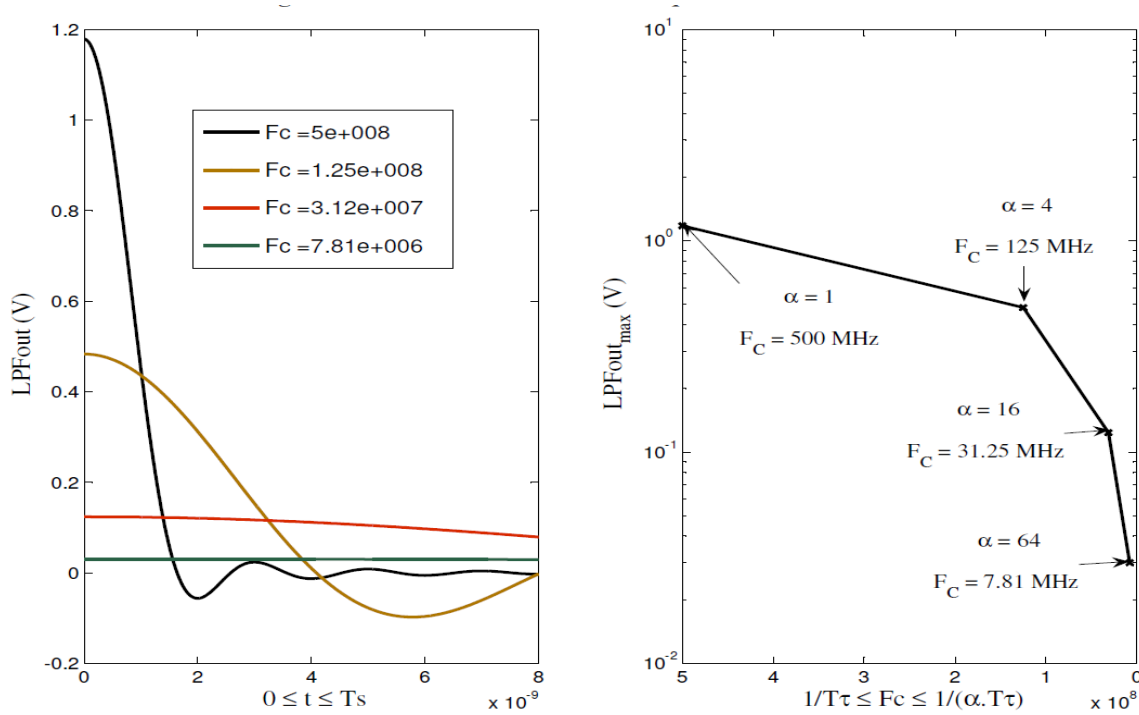
Figure II.4.11 Signal en sortie du filtre passe bas quand f_C tend vers l'infinie.

$A = 1 \text{ V}$, $N_{IMP} = 1$, $T\tau = 2 \text{ nsec}$, $T_P = 2T\tau$ et $T_S = 5 \text{ nsec}$

II.4.2.2. 2^{ème} cas : $f_C \rightarrow 0$

Quand la fréquence de coupure tend vers zéro (cf. équation II.4.18), l'intégrale devient nulle. Pour vérifier cette approche, nous allons définir f_C inversement proportionnelle à la durée de l'impulsion multipliée par un facteur alpha et par le nombre d'impulsions. De cette manière, la valeur LPF_{OUT_MAX} est redéfinie par l'équation II.4.22. Les résultats de simulation sont montrés dans la figure II.4.12.

$$LPF_{OUT_MAX} = \frac{A^2}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{\alpha \cdot N_{IMP}}}^{\frac{\pi}{\alpha \cdot N_{IMP}}} \text{sinc}(x) dx \quad \text{où} \quad f_C = \frac{1}{\alpha \cdot N_{IMP} \cdot T\tau} \quad \text{eq. II.4.22}$$


 Figure II.4.12 Signal en sortie du filtre passe bas quand f_c tend vers zéro.

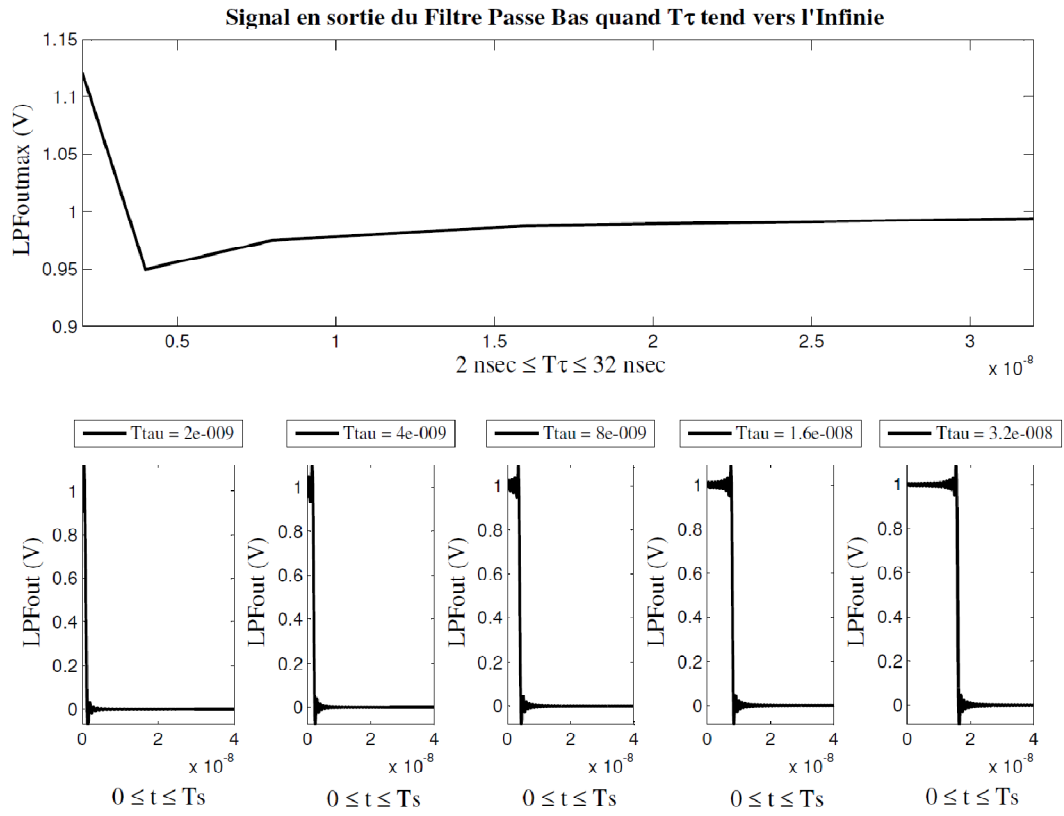
$A = 1 \text{ V}$, $N_{\text{IMP}} = 1$, $T\tau = 2 \text{ nsec}$, $T_P = 2T\tau$ et $T_S = 8 \text{ nsec}$

II.4.2.3. 3^{ème} cas : $T\tau \rightarrow \infty$

Quand la durée de l'impulsion $T\tau$ tend vers l'infini (cf. équation II.4.18), le signal en sortie du filtre passe bas $\text{LPF}_{\text{OUT_MAX}}$ devient égal à l'amplitude maximale de l'impulsion en entrée du filtre (cf. équation II.4.21). La figure II.4.13 montre que le signal $\text{LPF}_{\text{OUT_MAX}}$ atteint sa valeur maximale quand $T\tau = 1/f_c$ et quand la durée de l'impulsion est supérieure à $1/f_c$. Cette valeur reste constante et indépendante du nombre d'impulsions (cf. figure II.4.14).

II.4.2.4. Récapitulatif

Les études précédentes montrent que la valeur maximale du signal $\text{LPF}_{\text{OUT_MAX}}$ est obtenue quand la fréquence de coupure du filtre passe bas f_c est égale à $1/T\tau$ (cf. équation II.4.19). Finalement, le pseudo détecteur d'énergie ne peut pas être considéré comme un vrai détecteur d'énergie. En effet, la réponse impulsionnelle du filtre passe bas idéal met en évidence que l'amplitude du signal en sortie du PDE est indépendante du nombre d'impulsions N_{IMP} et de la durée de l'impulsion $T\tau$ (cf. figures II.4.8 et II.4.14).


 Figure II.4.13 Signal en sortie du filtre passe bas quand $T\tau$ tend vers l'infinie.

$A = 1 \text{ V}$, $N_{IMP} = 1$, $T_P = 2T\tau$ et $T_S = 40 \text{ nsec}$

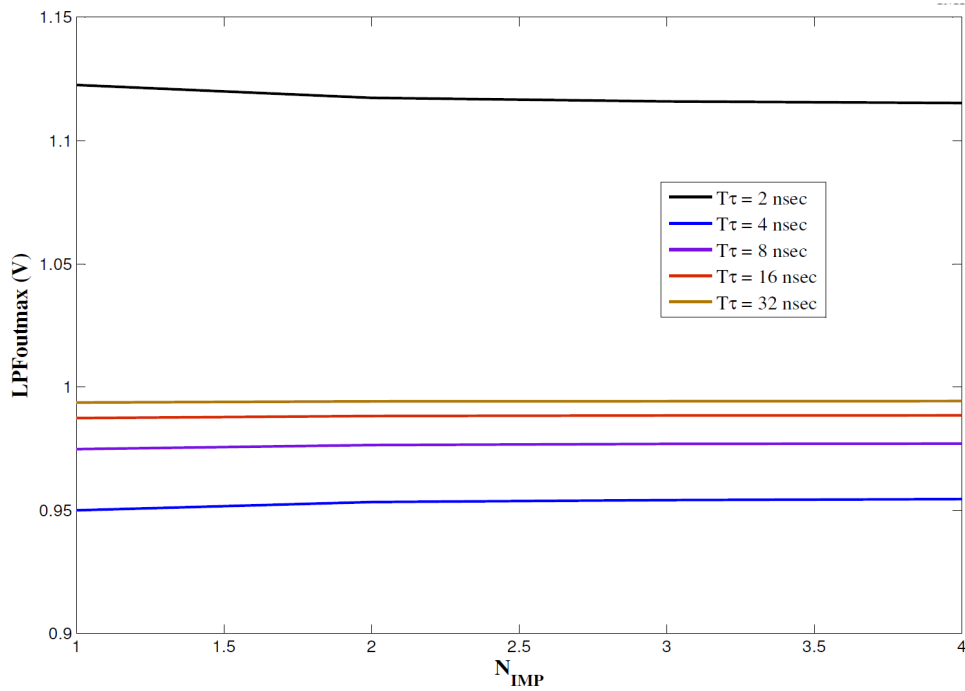


Figure II.4.14 Amplitude maximale en sortie du filtre passe bas
en fonction de N_{IMP} pour différents valeurs de $T\tau$.

II.4.3. COMPARAISON

La différence fondamentale entre le DE et le PDE est sa dépendance au temps d'intégration T_i ou à sa fréquence de coupure f_C respectivement ($T_i = 1/f_C$), ainsi qu'au nombre d'impulsions N_{IMP} . En d'autres termes, l'amplitude maximale INT_{OUT_MAX} en sortie du DE est directement proportionnelle à N_{IMP} (cf. équation II.4.23) pour un T_i inférieur à T_S . Par contre, l'amplitude maximale LPF_{OUT_MAX} en sortie du PDE est inversement proportionnelle à N_{IMP} .

$$INT_{OUT_MAX} = A^2 \cdot N_{IMP} \cdot T\tau \quad \forall \quad T_i < T_S \text{ et } N_{IMP} > 0 \quad \text{eq. II.4.23}$$

$$LPF_{OUT_MAX} = \frac{A^2}{\pi} \int_{-\pi \cdot f_C \cdot T\tau}^{\pi \cdot f_C \cdot T\tau} \sin c(x) dx \quad \text{où} \quad \begin{matrix} t = (i-1)T_p \\ 1 \leq i \leq N_{IMP} \end{matrix} \quad \text{eq. II.4.24}$$

Une autre différence est le besoin du DE d'avoir un signal d'intégration synchronisé au signal ULB (remise à zéro) tandis que le PDE a juste besoin de régler la fréquence de coupure du filtre passe bas.

II.4.4. CONCLUSION

Il est évident de conclure, à partir des équations II.4.23 et II.4.24, que le DE a une meilleure performance que le PDE lorsque il y a plusieurs impulsions ULB par T_S en entrée du R_X . Nous déterminerons dans la suite de ce chapitre le nombre optimal d'impulsions par bit. Il est également difficile de prévoir à partir des modèles théoriques lequel d'entre eux est le plus performant sous l'influence du bruit thermique. En effet, d'une part le DE intègre le signal ULB et le bruit, et d'une autre part, le PDE filtre la majorité du bruit, ne laissant « passer » que le signal ULB.

II.5. ANALYSE NIVEAU SYSTEME DE LA DETECTION D'ENERGIE

Pour nous permettre de comparer les deux structures du détecteur d'énergie étudiées précédemment, nous nous proposons dans ce paragraphe de réaliser une analyse système sous ADS avant de nous lancer dans la conception d'un récepteur dans les applications de communication sans fil envisageables. Ces deux structures sont le Pseudo Détecteur d'Énergie (PDE) et le Détecteur d'Énergie (DE), et sont illustrées par la figure II.5.1.

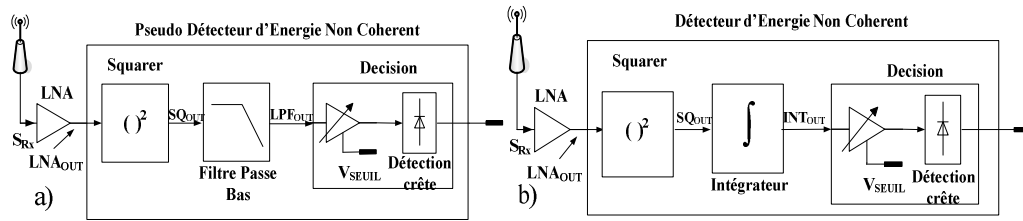


Figure II.5.1 a) LNA + Pseudo détecteur d'énergie et b) LNA + détecteur d'énergie

Bien que la topologie de ces récepteurs ne soit pas très complexe, leur étude théorique, notamment en présence de bruit, n'est pas simple. Ainsi, un des objectifs de cette étude est de savoir dans quelles circonstances le pseudo détecteur d'énergie peut se comporter comme un détecteur d'énergie ou atteindre des performances similaires. Pour cela, nous allons faire une étude approfondie sur le filtre passe bas, pour déterminer la fréquence de coupure optimale qui permettra au filtre passe bas de fonctionner comme un intégrateur. En outre, on pourra comparer les deux structures en termes de BER et déduire laquelle offre la meilleure sensibilité pour détecter les signaux ULB. Le tableau II.5.1 rappelle les conditions initiales pour l'étude des structures du récepteur non cohérent:

G : Gain du LNA.
 NF : Noise figure du LNA.
 Ksq : Facteur de conversion du squarer.
 N_{IMP} : Nombre d'impulsions par bit.
 $D\tau$: Débit de l'impulsion.
 $T\tau$: Durée de l'impulsion.
 f_c : Fréquence de coupure du filtre passe bas.
 T_i : Temps d'intégration.

Signal ULB 3-5 GHz	PDE	DE
LNA	G = 30 dB , NF = 4 dB	
Squarer	Ksq = 1	
Filtre Passe Bas	$f_c = \frac{D\tau}{N_{IMP}}$	--
Intégrateur	--	$T_i = (2.N_{IMP} - 1)T\tau$

Tableau II.5.1 Conditions initiales pour l'analyse du récepteur non cohérent.

Dans le cadre de cette étude, nous allons analyser laquelle des deux structures (PDE ou DE) présente la meilleure sensibilité, c'est-à-dire, celle qui peut avoir en entrée le plus faible signal ULB pour un BER et un taux de fausse alarme déterminé. Donc, pour avoir une précision acceptable, le BER est fixé à 1×10^{-3} et le seuil de détection est choisi de façon à avoir un taux d'erreur de fausse alarme FA de 5×10^{-2} , sur un nombre total de bits Nb de 1×10^3 . Le BER du système est donné comme étant la somme du taux d'erreur de fausse alarme FA et le taux d'erreur de non détection ND, divisé par le nombre total de bits (cf. équation II.5.1).

$$BER = \frac{FA + ND}{Nb} \quad \text{eq. II.5.1}$$

FA : Taux d'erreur de fausse alarme

ND : Taux d'erreur de non détection

Nb : Nombre total de bits

L'étude de tels systèmes est important pour les raisons suivantes : d'un côté, nous avons des travaux de recherche sur les DE où les auteurs définissent le temps d'intégration avec des critères différents. Dans [7] et [8] le temps d'intégration est fixé à 30 nsec et 25 nsec respectivement (cf. figure II.5.2). Dans le cas de [8], le temps d'intégration T_i est défini par le temps symbole T_s de manière à avoir la meilleure performance du DE.

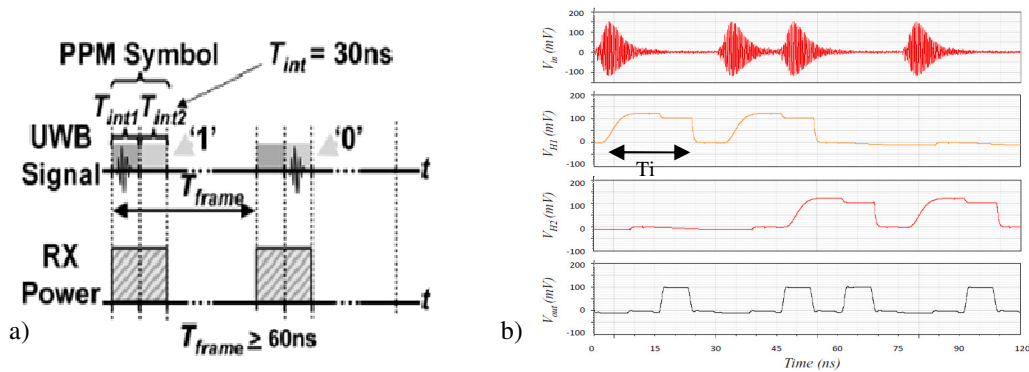


Figure II.5.2 Définition du temps d'intégration.

a) T_i proposé par [7]. b) T_i proposé par [8].

D'une autre côté, nous avons des travaux menés sur les DE en utilisant un filtre passe bas comme intégrateur, ce que nous appelons PDE. En effet, dans [9] et [10], les auteurs ont fixé f_C du filtre passe bas à 1 GHz alors que dans [11] et [12], elle est fixée à 500 MHz. Dans le

premier cas il n'y a pas d'explication sur ce choix, alors que dans [11] les auteurs utilisent la bande passante du signal pour définir f_C et [12] se base sur la nature des signaux de la norme 802.11a où le signal d'interférence se trouve à 1,15 GHz autour de la fréquence de la porteuse. C'est pourquoi, nous allons étudier dans cette partie le comportement et l'importance du filtre passe bas, pour ce type de détecteurs ULB impulsifs.

Finalement, pour réaliser les analyses du DE et du PDE, nous allons définir un bit comme une suite d'impulsions ULB de durée T_S . L'impulsion ULB a une durée T_τ avec une durée de répétition T_P . De plus, le nombre d'impulsions N_{IMP} maximal par bit peut être calculé par le rapport entre T_S et T_P . En outre, cette suite d'impulsions permettra de faire une analyse complète sur l'influence du nombre d'impulsions par bit pour une communication ULB (surtout pour la partie de réception R_X). La figure II.5.2 montre quatre impulsions représentant un bit de durée T_S , chaque impulsion est générée avec une période T_P égale à deux fois la durée du pulse T_τ .

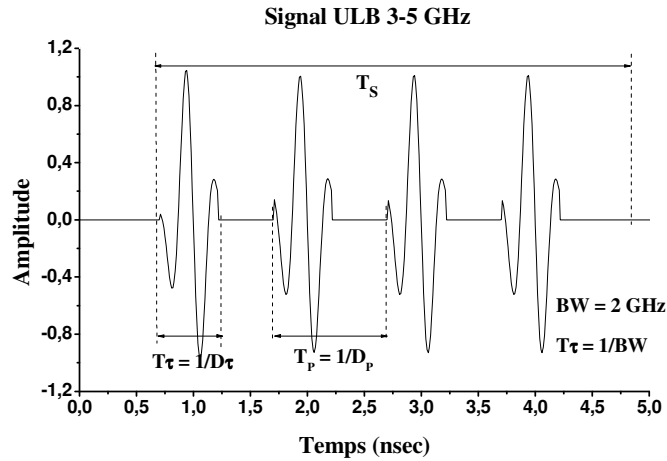


Figure II.5.3 Impulsions ULB 3-5 GHz

II.5.1. DETECTEUR D'ENERGIE (DE)

L'analyse du DE consiste, dans un premier temps, à définir le temps d'intégration T_i en fonction du nombre d'impulsions par bits N_{IMP} et de la durée T_τ de l'impulsion (cf. équation II.5.2) de manière à avoir la meilleure performance du DE. Ainsi, nous allons démontrer qu'il suffit d'intégrer les signaux pendant la durée T_τ et non nécessairement sur toute la durée T_S pour avoir de bonnes performances en termes de sensibilité.

II.5.1.1. Analyse du DE sans l'influence du Bruit Gaussien

Dans un premier temps, pour vérifier le comportement du système avec la définition théorique donnée par l'équation II.5.2, nous avons appliqué en entrée de l'intégrateur une suite d'impulsions carrées avec un $T\tau$ de 4 nsec et une période T_p égale à $2T\tau$ (cf. figure II.5.4a). Finalement, la figure II.5.4 montre que le signal en sortie de l'intégrateur est un signal « échelonné » dont la valeur maximale correspond à la définition donnée par l'équation II.5.3.

$$Ti = (2N_{IMP} - 1) \cdot T\tau \quad \text{eq. II.5.2}$$

$$INTout_{max} = A^2 \cdot N_{IMP} \cdot T\tau \quad \text{eq. II.5.3}$$

Ensuite, quand nous appliquons un signal ULB de 500 MHz de bande passante en entrée du récepteur non cohérent DE (cf. figure II.5.1b), le signal en sortie de l'intégrateur devient plus faible que dans le cas précédent (cf. figure II.5.5). En effet, le signal ULB présente plusieurs amplitudes de durée très faible par rapport à la durée $T\tau$. Par conséquence, l'intégrateur génère un signal « échelonné » de largeur dt où l'amplitude de chaque palier est proportionnelle à sa durée et à l'énergie (cf. figure II.5.6).

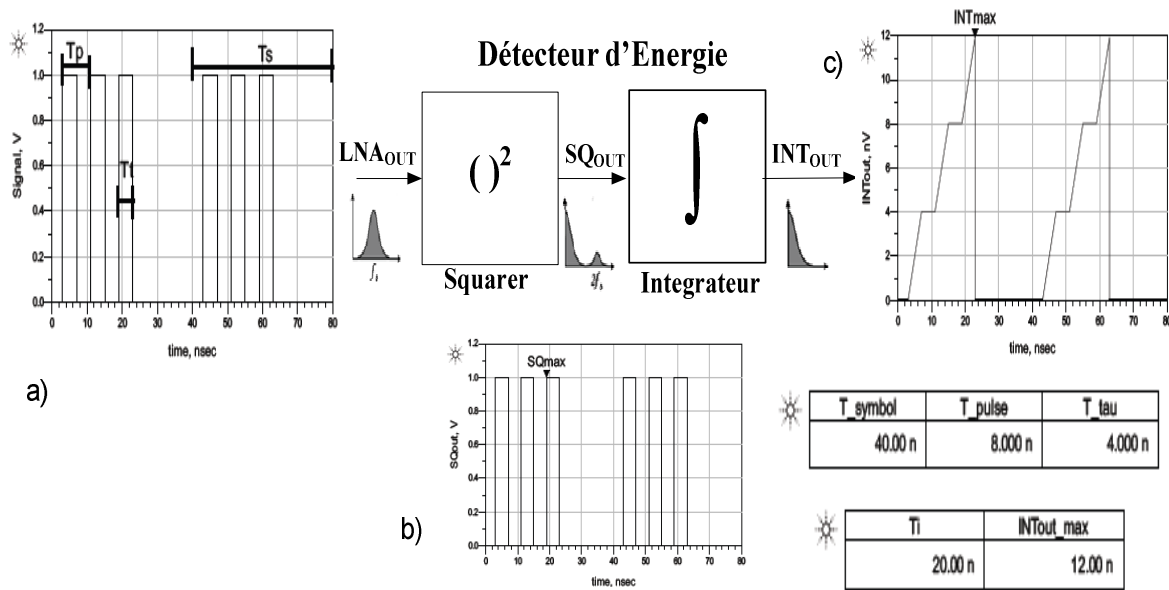


Figure II.5.4 Réponse de l'intégrateur sur signal carré.

a) Pulse carré. b) Signal misse au carré. c) Signal en sortie de l'intégrateur.

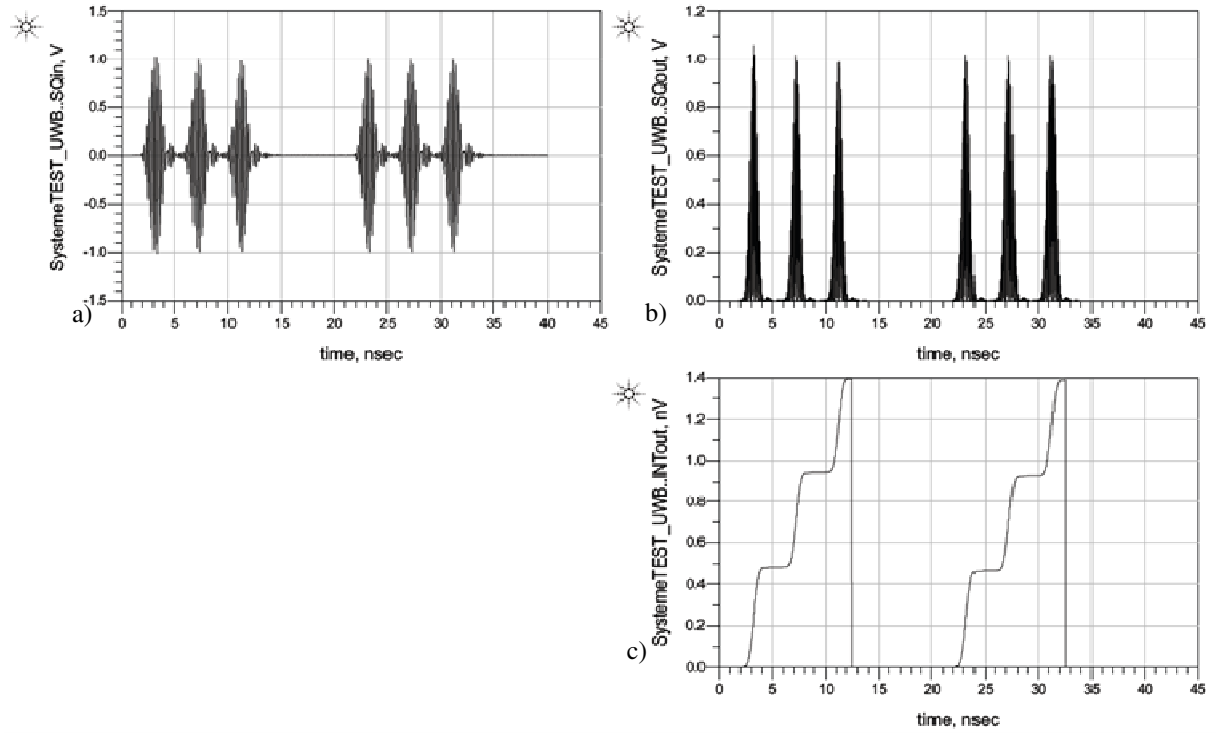
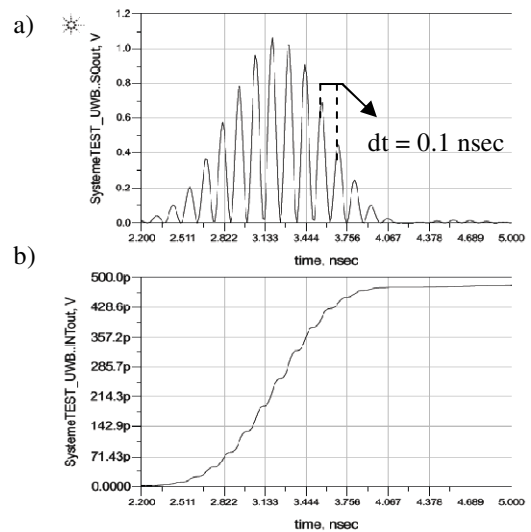


Figure II.5.5 Réponse de l'intégrateur pour un signal ULB de BW = 500 MHz

- a) Signal ULB 500 MHz @ $D_S = 50$ MHz, en entrée du squarer.
- b) Signal ULB mise au carré.
- c) Signal en sortie de l'intégrateur.

Figure II.5.6 Réponse de l'intégrateur pour un pulse ULB de BW = 500 MHz

- a) Signal ULB 500 MHz en sortie du squarer.
- b) Signal ULB en sortie de l'intégrateur.



II.5.1.2. Analyse du DE avec l'influence du Bruit Gaussien

Dans l'étude précédente nous avons montré le comportement du DE avec un signal idéal sans bruit. Maintenant, nous allons voir le comportement du DE sous l'influence du bruit thermique. Pour faire cette étude, nous avons appliqué en entrée du récepteur DE quatre bits « 1010 » en modulation OOK (ON OFF Shift Keying) où chaque bit est représenté par trois impulsions ULB de 500 MHz de bande avec une amplitude de $400 \mu\text{Vcc}$. Ensuite, à ce signal est additionné le bruit thermique correspondant à cette bande de fréquence. Finalement, la figure II.5.7 montre les signaux en sortie de chaque étage du récepteur DE. Nous pouvons voir qu'en sortie de l'intégrateur nous récupérons l'énergie du signal (E_S) plus l'énergie du bruit (E_B) pour un bit égal à 1 et l'énergie du bruit (E_B) pour un bit égal à 0. Ainsi, en imposant un seuil de détection (S_D) entre $E_{1\min}$ et $E_{0\max}$ nous retrouvons en sortie du récepteur le signal informatif.

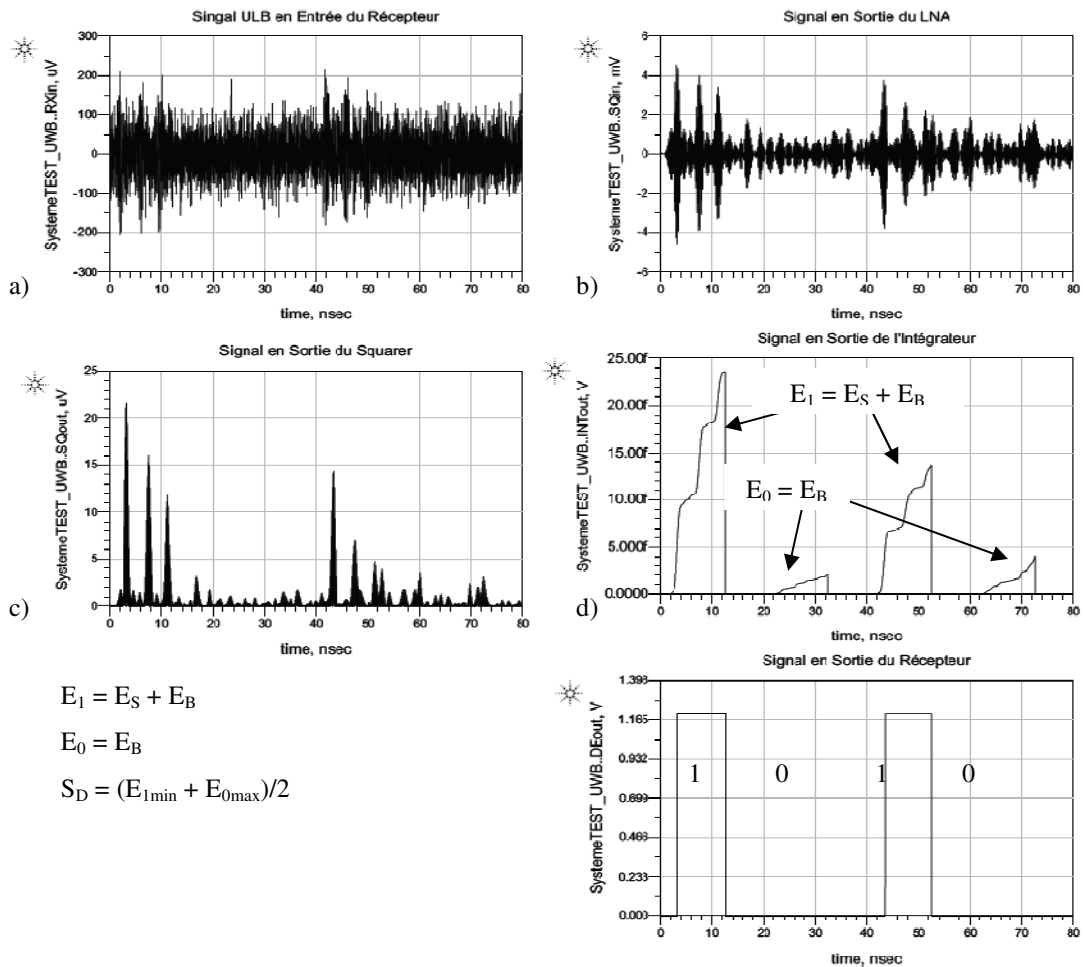


Figure II.5.7 Réponse de l'intégrateur pour un signal ULB de 500 MHz de bande sous l'influence du bruit thermique.

II.5.1.3. Étude de la Sensibilité du Récepteur en fonction du N_{IMP} et T_i pour un BER fixe

Suite aux résultats obtenus, nous allons déterminer la sensibilité du récepteur en fonction de T_{iR} (cf. équation II.5.4, où T_i est le temps d'intégration défini par l'équation II.5.2 et le paramètre α est une variable comprise entre 0,5 et 4) et N_{IMP} pour un BER fixé à 1×10^{-1} sur un total de 1000 bits (N_b). Ensuite, le seuil de détection du DE est choisi de manière à avoir un taux de fausse alarme (FA) de 0.5×10^{-1} pour toutes les valeurs T_{iR} analysées ($S_{IN} = 0 \forall T_S$). Finalement, les résultats de simulation obtenus en appliquant un signal ULB dans la bande 3-5 GHz avec un temps d'intégration réel T_{iR} sont résumés dans le tableau II.5.2.

$$T_{iR} = \alpha T_i = \alpha (2 N_{IMP} - 1) T \tau \quad \text{eq. II.5.4}$$

Détecteur d'Énergie (BER = 1×10^{-1} , $N_b = 1000$, $T \tau = 0,5$ nsec)								
Signal ULB	T_S (nsec)	N_{IMP}	$T_{iR} = \alpha (2 N_{IMP} - 1) T \tau$		S_D (fV)	ND	FA	S_{Rx}
			α	T_{iR} (nsec)				μV_{cc}
3-5 GHz $F_0 = 4$ GHz	10	1	0,5	0,25	1,02	73	25	290
			1	0,5	1,43	79	27	310
			2	1	2,11	71	24	340
			4	2	3,04	68	36	370
		2	0,5	0,75	1,02	83	25	310
			1	1,5	1,43	84	22	310
			2	3	2,11	80	26	230
			4	6	3,04	86	22	215
	20	2	8	12	4,37	74	28	206
		4	4	14	4,85	76	32	166
	40	4	8	28	6,12	82	21	128

Tableau II.5.2 Caractéristiques du LNA + détecteur d'énergie dans la bande 3-5 GHz

Les résultats montrent que la sensibilité du récepteur présente une amélioration lorsque le nombre d'impulsions N_{IMP} et la variable α sont supérieurs à un 1. Ce résultat est évident, car à partir de la deuxième impulsion, l'énergie du signal dépasse celle du bruit, permettant de diminuer l'amplitude du signal S_{Rx} . Cette diminution se traduit comme une optimisation de la sensibilité du récepteur. D'après le tableau II.5.2, la figure II.5.8 montre la sensibilité du récepteur non cohérent à DE pour un temps symbole T_S fixé à 10 nsec. Nous pouvons voir qu'il y a une amélioration en sensibilité quand le nombre de impulsions par bit N_{IMP} est

supérieur à un. Également, nous pouvons observer que le temps T_{iR} optimal est équivalent à N_{IMP} multiplié par $T\tau$ et pour un valeur de α égale à deux (cf. équation II.5.4). De même, si T_{iR} est plus long, la sensibilité ne montre pas une amélioration considérable [6].

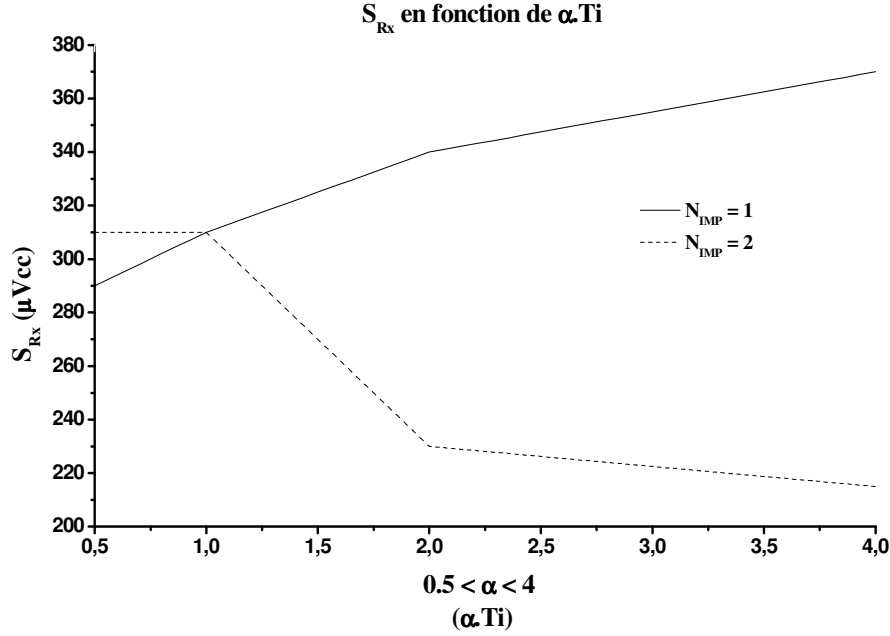


Figure II.5.8 Sensibilité du récepteur en fonction du temps d'intégration.

II.5.1.4. Récapitulatif

Il est possible de trouver une relation entre la sensibilité S_{Rx} et le temps d'intégration T_{iR} en fonction de N_{IMP} et $T\tau$. Ainsi, T_{iR} est défini dans l'équation II.5.5 en fonction de N_{IMP} .

$$\begin{aligned} \text{Si : } \alpha &= 2.N_{IMP} \\ \Rightarrow T_{iR} &= 2.N_{IMP}.Ti = 2.T\tau(2.N_{IMP}^2 - N_{IMP}) \end{aligned} \quad \text{eq. II.5.5}$$

À partir des résultats montrés dans le tableau II.5.3, il est possible de déterminer la valeur du N_{IMP} pour optimiser la sensibilité du Rx (S_{Rx_OPT}), à la condition que le signal S_{Rx} pour N_{IMP} égale à un soit connu, cette valeur sera appelé S_{Rx0} . Donc, le nombre d'impulsions optimal prend la forme suivante :

$$N_{IMP} = \frac{S_{Rx0}}{S_{Rx_OPT}} \quad \forall \quad N_{IMP} \in \mathbb{N}^* \quad \text{eq. II.5.6}$$

Le tableau II.5.3 montre la sensibilité qui est assurée par le récepteur en fonction du nombre d'impulsions (cf. figure II.5.9). Le tableau II.5.4 montre la sensibilité maximale que le récepteur peut atteindre en fonction de N_{IMP} et du temps d'intégration réel T_{iR} (cf. équations II.5.5 et II.5.6).

N_{IMP}	T_{iR} (nsec)	S_{RX} (μV_{cc})
1	1	600
2	6	300
4	28	150

Tableau II.5.3 Sensibilité du récepteur 3-5 GHz en fonction du N_{IMP}

S_{RX_OPT} (μV_{cc})	N_{IMP}	T_{iR} (nsec)
≥ 400	1	1
≥ 240	2	6
≥ 130	4	28

Tableau II.5.4 Sensibilité optimale du récepteur 3-5 GHz en fonction de T_i et N_{IMP}

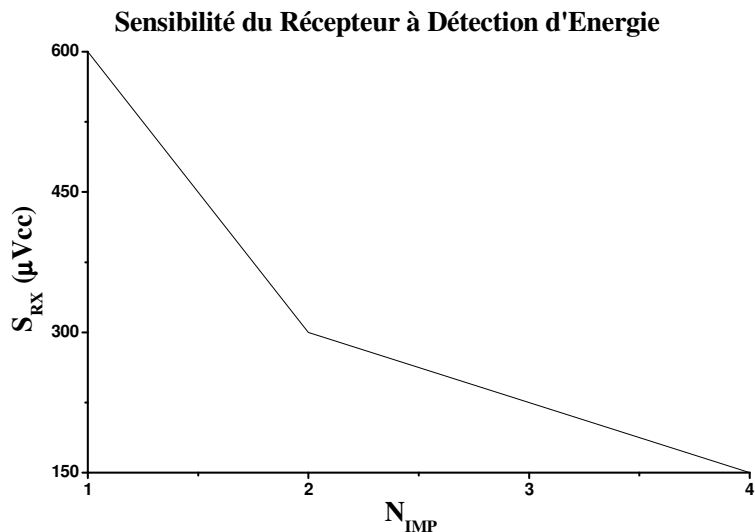


Figure II.5.9 Sensibilité du récepteur en fonction du temps d'intégration.

II.5.2. PSEUDO DETECTEUR D'ENERGIE (PDE)

L'étude théorique réalisée dans la partie II.4 montre qu'il est difficile d'arriver à une solution quand le signal ULB est sous l'influence du bruit thermique. Pour résoudre ce problème, l'étude niveau système va permettre d'analyser cette influence pour trouver la configuration idéale pour le récepteur non cohérent PDE (cf. figure II.5.1a). En outre, dans ce récepteur il est fondamental de déterminer la fréquence de coupure du filtre passe bas du PDE. Dans notre analyse, pour étudier la sensibilité du récepteur, nous avons défini la fréquence de coupure f_C suivant l'équation II.5.7. La figure II.5.10 illustre la réponse du PDE à un signal carré, où l'amplitude théorique maximale en sortie du filtre (LPFout_max) est très proche de la valeur obtenue en simulation (LPFmax)

$$f_c = \frac{1}{T\tau.N_{IMP}} = \frac{D\tau}{N_{IMP}} \quad \text{eq. II.5.7}$$

$$LPF_{OUT_MAX} = \frac{2A^2}{\pi} \int_{-\pi.f_c.T\tau}^{\pi.f_c.T\tau} \sin c(x) dx \approx LPF_{MAX} \quad \text{eq. II.5.8}$$

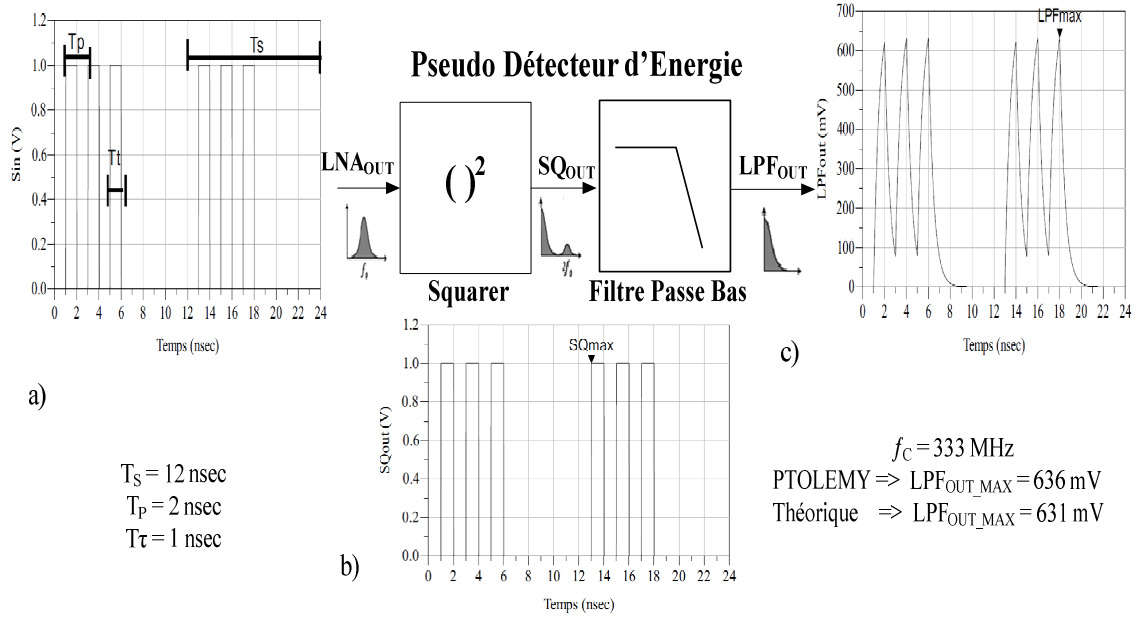


Figure II.5.10 Sensibilité du récepteur en fonction du temps d'intégration

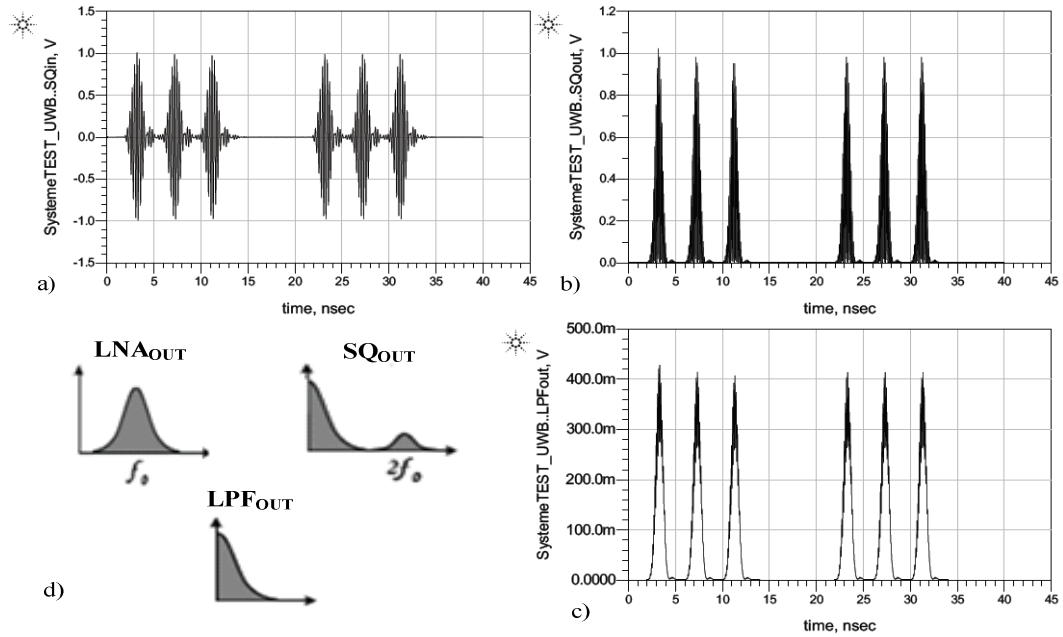
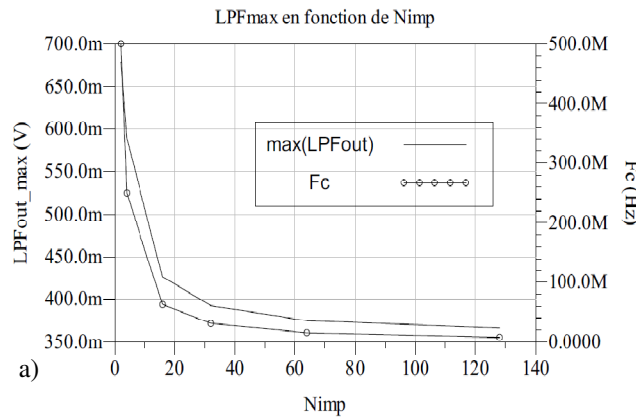


Figure II.5.11 Réponse du PDE a) Signal ULB 500 MHz @ $D_S = 50 \text{ MHz}$, en entrée du squarer.
 b) Signal ULB mise au carré. c) Signal en sortie du filtre passe bas idéal d'ordre 1 et $f_c = 166 \text{ MHz}$.
 d) Signaux dans le domaine fréquentiel

En outre, nous pouvons voir sur la figure II.5.11 que le récepteur réagit d'une manière différente lorsque nous appliquons un signal ULB avec un débit D_S de 50 MHz. Nous retrouvons une atténuation de 2,5 en sortie du filtre passe bas ayant comme résultat un signal de 400 mV d'amplitude maximale. Nous pouvons dire que cette atténuation est due au temps de séparation dt (0,1 nsec) entre chaque pic du signal ULB équivalent à une fréquence de 10 GHz (cf. figure II.5.6) qui est fortement atténuée par le filtre passe bas ($f_C = 166$ MHz)

II.5.2.1. Étude du PDE en fonction de f_C et N_{IMP}

La figure II.5.12.a montre la variation de l'amplitude LPF_{max} et de la fréquence de coupure f_C (cf. équation II.5.7) en fonction du nombre d'impulsions N_{IMP} . Le signal appliqué en entrée est un signal carré de durée T_τ égale à 4 nsec et un temps symbole T_S égal à 50 nsec (cf. figure II.5.10a, $F_c = f_C$ et $\alpha = 1$). Nous pouvons voir que l'amplitude LPF_{max} suit la fréquence de coupure f_C , en ayant la même fonction caractéristique en $1/N_{IMP}$. De plus, nous pouvons considérer qu'à partir de N_{IMP} égal à 4, le filtre « pourrait » se comporter comme un intégrateur pendant une durée T_{iPDE} égale à T_τ multiplié par N_{IMP} (cf. tableau II.5.5).



N_{IMP} ($\alpha = 1$)	f_C (MHZ)	T_{iPDE} (nsec)	D_S (MHZ)
2	500	2	100
4	250	4	60
16	62.5	16	16
32	31.25	32	8
64	15.62	64	4
128	7.812	128	2

Tableau II.5.5 Temps d'intégration estimé

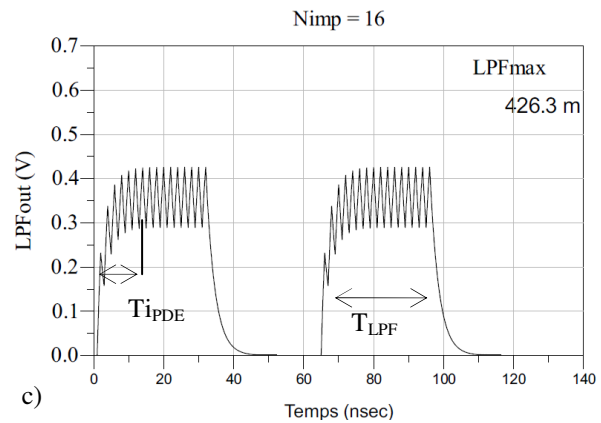
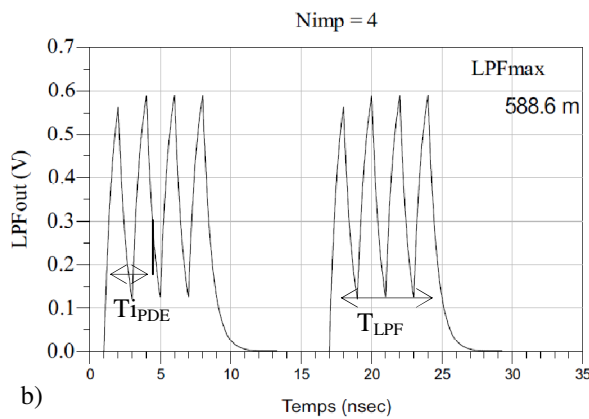


Figure II.5.12 Réponse du PDE pour f_C @ -3 dB ($\alpha = 1$ et $F_c = f_C$)

D'après la figure II.5.13, nous pouvons conclure, premièrement, que le débit D_S du signal diminue en fonction du nombre d'impulsions, sans avoir une augmentation significative de l'amplitude du signal en sortie du filtre passe bas. En effet, l'amplitude LPF_{OUT_MAX} converge vers 400 mV, car le temps pour arriver à la valeur max augmente avec N_{IMP} . Deuxièmement, nous observons également qu'il n'y a aucun intérêt à envoyer plus de 4 impulsions pour améliorer la sensibilité du récepteur. On augmente alors l'énergie par bit, alors qu'on constate qu'en sortie du PDE nous obtenons un signal qui prend plus du temps pour se stabiliser à la valeur maximale. Finalement, cette étude nous permet de dire que le PDE a de bonnes performances jusqu'à N_{IMP} égal à 4 après cette valeur nous n'obtenons aucune amélioration significative (en termes d'amplitude). Quand le facteur α est égal à 4, la fréquence de coupure est divisée par 4, et le temps de réponse du filtre augmente donnant l'impression que le filtre passe bas se comporte comme un intégrateur. Nous allons démontrer, dans l'étude suivante que cette ressemblance est perdue sous l'influence du bruit gaussien ULB.

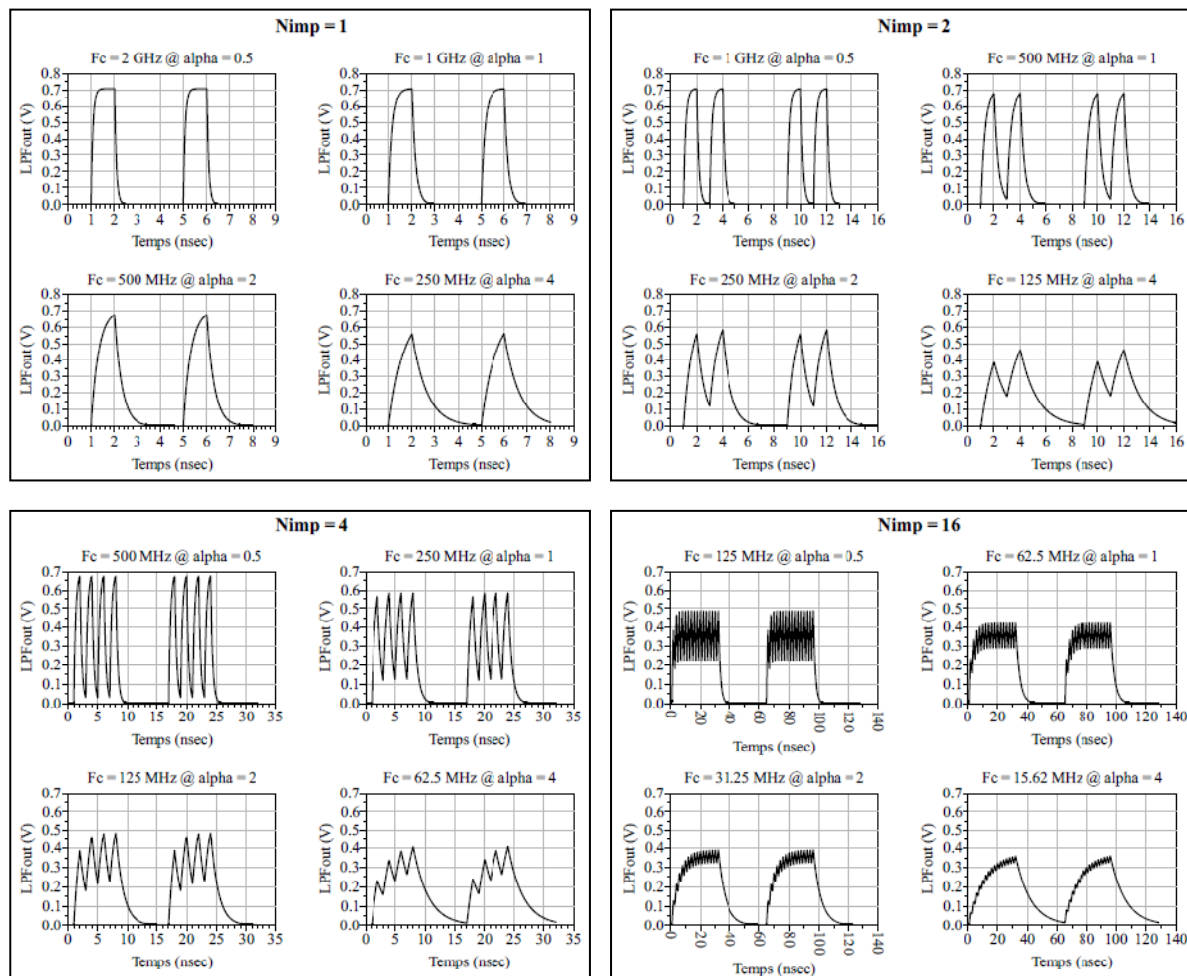


Figure II.5.13 Signal en sortie du filtre passe bas en fonction de « $f_C = 1/(\alpha \cdot N_{IMP})$ »

II.5.2.2. Étude du PDE en fonction de l'Ordre (N) du Filtre Passe Bas

Dans cette partie nous allons étudier l'influence de l'ordre du filtre passe bas dans le pseudo détection d'énergie sous l'influence du bruit gaussien ULB. Suite aux résultats obtenus dans le paragraphe précédent (cf. figure II.5.13), nous allons fixer N_{IMP} et α égaux à 4. Pour ces valeurs, la fréquence de coupure est égale à 62,5 MHz pour le signal ULB 3-5 GHz. Nous rappelons, sur la figure II.5.14, l'allure du signal ULB.

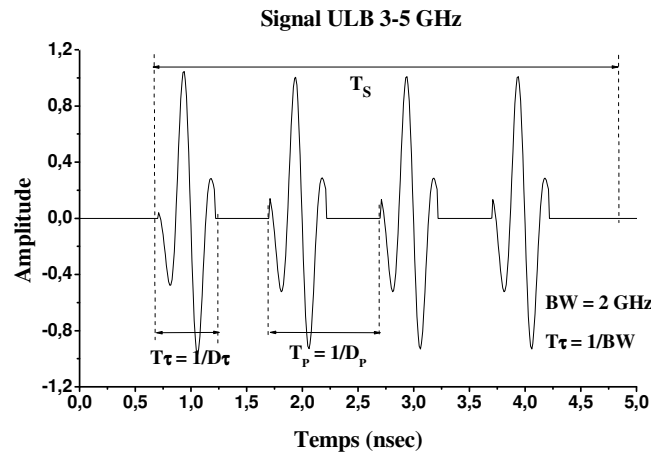
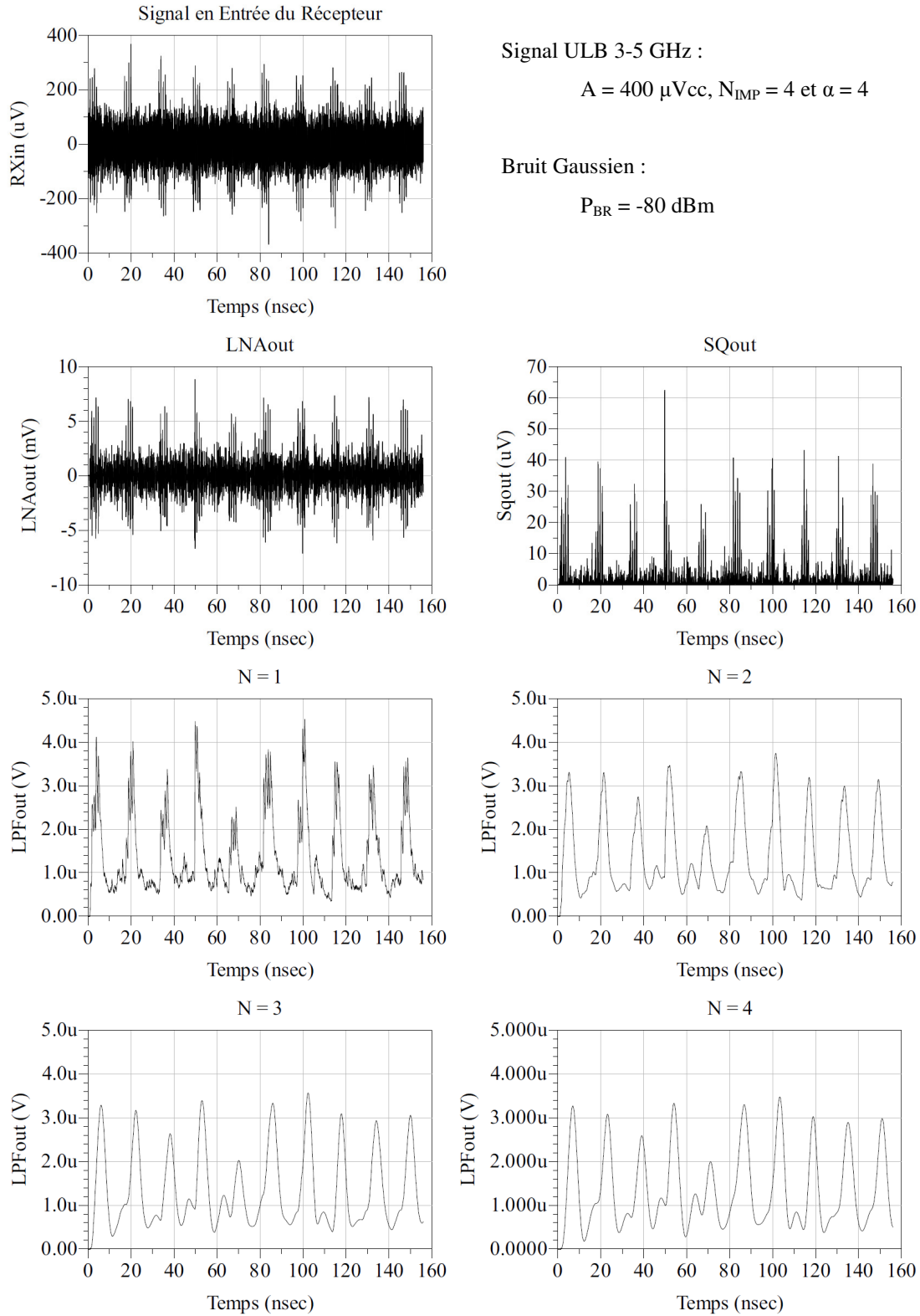


Figure II.5.14 Impulsions ULB 3-5 GHz

La figure II.5.15 montre le signal en sortie du filtre passe bas d'ordre N variant de 1 à 4. Nous pouvons observer qu'il existe une amélioration du signal en sortie quand l'ordre N du filtre passe de 1 à 3, en effet car on filtre plus le signal. Toutefois, il convient de rappeler que, pour N supérieur à 1, le PDE perd la notion d'intégration (DE). De plus, si le filtre passe bas est d'ordre supérieur à 3, nous n'observons pas de variation significative du signal $LPF_{OUT}(t)$. Par conséquent, nous pouvons conclure qu'un filtre d'ordre 3 est suffisant pour obtenir une bonne performance du PDE, tout en considérant que nous n'avons plus un comportement d'intégrateur car le filtre récupère l'enveloppe du signal en sortie du squarer.

II.5.2.3. Étude de la Sensibilité du Rx en fonction du N_{IMP} et f_C pour un BER fixe

A partir des études réalisées précédemment, nous allons déterminer la sensibilité du récepteur en fonction de f_{C_R} (cf. équation II.5.9, fréquence de coupure réel) et N_{IMP} pour un BER fixé à 1×10^{-1} sur un total de 1000 bits (N_b). Ensuite, le seuil de détection du PDE est choisi de manière à avoir un taux de fausse alarme (FA) de 0.5×10^{-1} pour chaque f_{C_R} analysée.


 Figure II.5.15 Signal en sortie du filtre passe bas d'ordre N à f_c constante.

Finalement, nous avons obtenu les résultats de simulation qui sont résumés dans le tableau II.5.6. Nous pouvons observer que la sensibilité du récepteur (S_{Rx}) reste constante en fonction de la fréquence de coupure (cf. figure II.5.16). Par contre, il existe une légère amélioration

quand le nombre d'impulsions augmente. En effet, dans le cas du signal 3-5 GHz la sensibilité passe de 283 μV à 198 μV (N_{IMP} passe de 1 à 8).

$$f_{c_R} = \frac{f_c}{\alpha} = \frac{1}{\alpha \cdot T \tau \cdot N_{\text{IMP}}} = \frac{D\tau}{\alpha \cdot N_{\text{IMP}}} \quad \text{eq. II.5.9}$$

Pseudo Détecteur d'Énergie ($\text{TER} = 1 \times 10^{-1}$, $\text{Nb} = 1000$, $D\tau = 2 \text{ GHz}$)								
Signal ULB	D_S (MHz)	N_{IMP}	$f_{c_R} = D\tau/(\alpha \cdot N_{\text{IMP}})$		V_{SEUIL} (fV)	ND	FA	S_{Rx} μVcc
			α	f_{c_R}				
3-5 GHz $F_0 = 4 \text{ GHz}$	1	1	0,5	4 GHz	3,64	77	21	283
			1	2 GHz	3,32	79	24	283
			2	1 GHz	2,74	71	27	283
			4	500 MHz	2,27	82	23	283
		2	0,5	2 GHz	3,63	82	20	234
			1	1 GHz	3,31	77	26	234
			2	500 MHz	2,73	75	31	234
			4	250 MHz	2,26	75	24	234
	50	2	2	500 MHz	2,67	72	33	227
		4	4	125 MHz	2,59	66	39	227
	25	8	4	62,5 MHz	2,61	73	29	198

Tableau II.5.6 Caractéristiques du LNA + détecteur d'énergie dans la bande 3-5 GHz

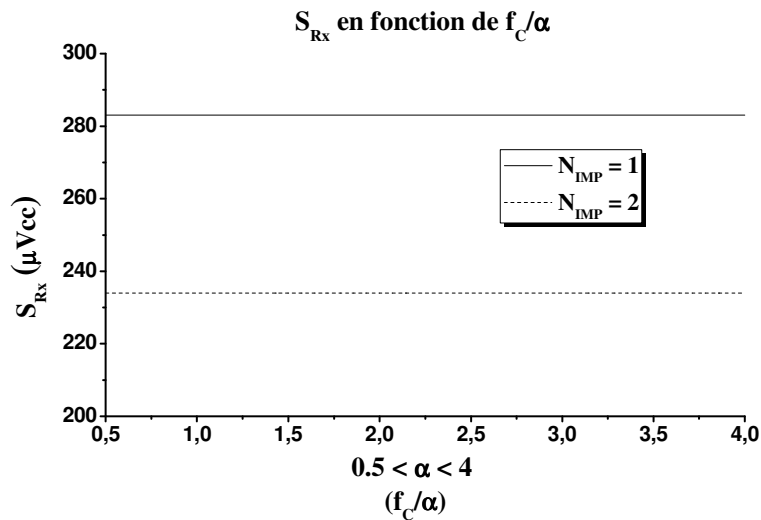


Figure II.5.16 Sensibilité du Rx en fonction de la fréquence de coupure f_c pour un signal ULB 3-5 GHz et 500 MHz

II.5.2.4. Récapitulatif

Plusieurs travaux réalisés sur la détection d'énergie ([9][10][11][12] et [13]) ont supposé que le filtre passe bas se comportait comme un intégrateur, où la fréquence de coupure est choisie en fonction de la bande passante du signal pour éviter une possible interférence d'un signal de fréquence proche. Pour citer un exemple, [13] présente un détecteur d'énergie dans la bande ULB 3,1 – 6 GHz où le signal ULB génère dix impulsions ($N_{IMP}=10$) de durée (T_P) 1 nsec pour un débit symbole (T_S) de 10 nsec (cf. figure II.5.17). De plus, dans la figure II.5.17, V4 est le signal en entrée du récepteur S_{RX} fixé à 35 mV, V5 est le signal amplifié par le LNA, V6 représente le signal en sortie du squarer et V7 est le signal en sortie de l'intégrateur. Ce dernier ressemble au signal en sortie du filtre passe bas présenté dans la figure II.5.13 pour une valeur de N_{IMP} supérieur à 4 et non à un signal en sortie d'un vrai détecteur d'énergie comme [13] suppose. En outre, les études réalisées précédemment montrent que l'amplitude maximale en sortie du filtre passe bas avec une fréquence de coupure f_C très faible ne peut pas être considérée comme un intégrateur, car il récupère toujours l'enveloppe du signal (cf. figure II.5.15).

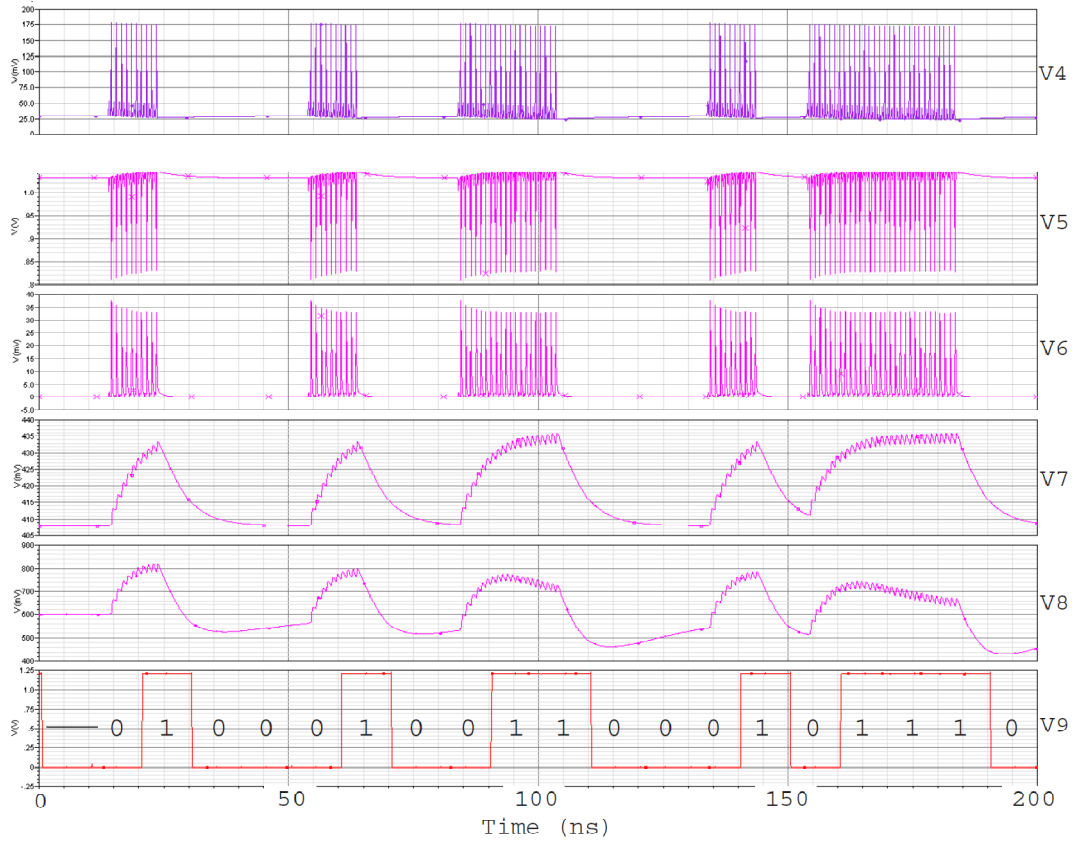


Figure II.5.17 Résultats de simulations de [13].

La figure II.5.18 illustre l'amélioration de la sensibilité du récepteur en fonction du nombre d'impulsions pour une valeur de α fixé à 4. Finalement, nous pouvons conclure que si nous ne considérons que l'amplitude maximale en sortie du filtre pour une fréquence de coupure constante, le PDE ne pourrait pas être considéré comme un DE. Toutefois, si la fréquence de coupure est proportionnelle au nombre d'impulsions multiplié par un facteur α égal à 4, le PDE peut être considéré comme un pseudo détecteur d'énergie car l'enveloppe du signal en sortie du filtre passe bas est proportionnelle à l'énergie du signal ULB. La sensibilité du récepteur augmente en fonction du nombre d'impulsions. Cette caractéristique est due au fait que ce circuit filtre plus le bruit.

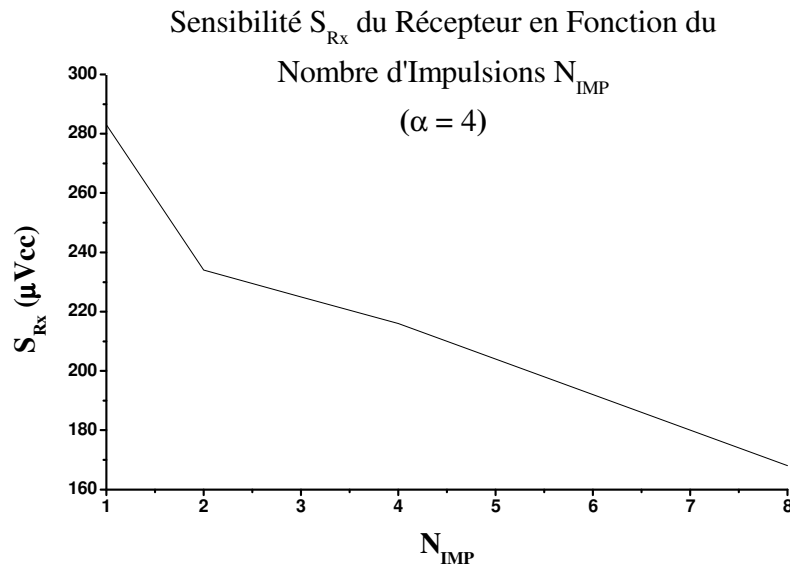


Figure II.5.18 Sensibilité du récepteur avec un pseudo détecteur d'énergie ($f_{C-R} = \frac{D\tau}{\alpha \cdot N_{IMP}}$).

II.5.3. COMPARAISON ENTRE LE PSEUDO DETECTEUR D'ENERGIE (PDE) ET LE DETECTEUR D'ENERGIE (DE)

Dans les études réalisées précédemment nous avons déterminé la sensibilité des récepteurs PDE et DE en fonction de f_{C-R} et Ti_R respectivement, pour chaque N_{IMP} . Maintenant dans cette partie nous allons présenter une analyse des résultats qui montrera leurs performances en termes de sensibilité et de portée de transmission D_{Tx} (cf. équation II.5.10). λ est la longueur d'onde en fonction de la vitesse de la lumière (C_0) et la fréquence fondamentale du signal f_0 . S_{Tx} est la valeur maximale du signal émis et S_{Rx} correspond au signal maximal reçu.

$$D_{Tx} = \frac{\lambda}{4\pi} \left(\frac{S_{Tx}}{S_{Rx}} \right) = \frac{C_0}{4\pi \cdot f_0} \left(\frac{S_{Tx}}{S_{Rx}} \right) \quad \text{eq. II.5.10}$$

II.5.3.1. Sensibilité

La figure II.5.19 montre la sensibilité (S_{Rx}) et la portée de transmission (D_{Tx}) des deux récepteurs en fonction du nombre d'impulsions N_{IMP} . Nous pouvons observer que le détecteur d'énergie (DE) est plus performant que le pseudo détecteur d'énergie (PDE) en termes de sensibilité et portée de transmission. De plus, d'après le tableau II.5.7, avec une seule impulsion il est possible d'atteindre 50 mètres de transmission avec un PDE contre les 38 mètres présentés par le DE. Toutefois, avec 8 impulsions le DE s'impose avec une portée de 160 mètres contre les 72 mètres du PDE. Dans ces circonstances malgré les limitations en sensibilité du PDE, la simplicité de sa structure le place comme une bonne option pour les transmissions sans fil de courte portée.

$S_{Tx} = 2.4 \text{ Vcc}$	N_{IMP}			
	1	2	4	8
$S_{Rx_DE} (\text{Vcc})$	370	215	128	87
$S_{Rx_PDE} (\text{Vcc})$	283	234	216	198
D_{Tx_DE}	38,71	66,62	111,9	164,64
D_{Tx_PDE}	50,61	61,21	66,31	72,34

Tableau II.5.7 Comparaison des performances des récepteurs DE et PDE.

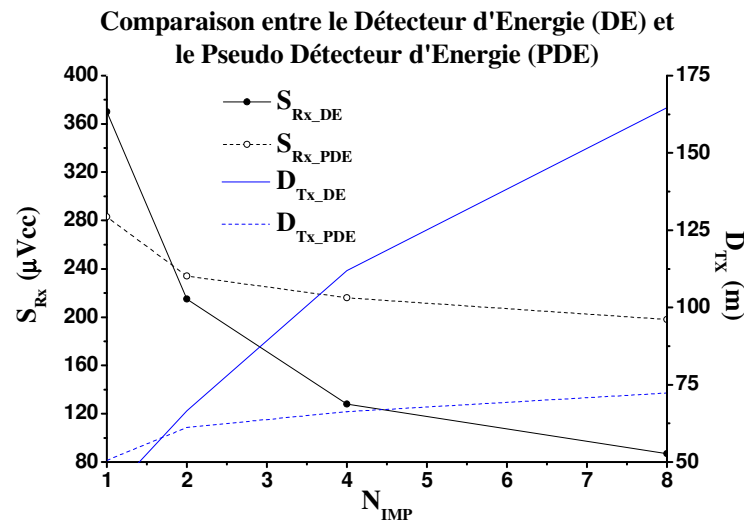


Figure II.5.19 Sensibilité du récepteur en fonction du nombre d'impulsions (N_{IMP}).

II.6. CONCLUSIONS

Nous avons démontré que le filtre passe bas d'ordre 1 ne peut pas être considéré comme un intégrateur comme la théorie le stipule. En effet, car, dans la plage de temps (T_i) où le filtre est censé fonctionner comme un intégrateur, le signal en sortie n'a pas une augmentation de son amplitude en fonction du nombre d'impulsions. Comme cette augmentation est produite pour le temps de réponse du filtre, c'est la raison pour laquelle nous l'appelons pseudo détecteur d'énergie PDE. De plus, l'enveloppe du signal en sortie du filtre passe bas est proportionnelle à l'énergie des impulsions ULB car la durée de l'enveloppe est proportionnelle à la durée totale des impulsions.

Finalement nous pouvons conclure, que le pseudo détecteur d'énergie est limité en sensibilité par le filtre passe bas. Toutefois, les résultats de simulation montrent que le PDE présente de bonnes performances avec une portée supérieure à 50 mètres. De plus, il n'a pas besoin d'un signal de synchronisation ce qui le place comme une solution simple pour les applications basées sur les standards IEEE 802.14.XX et 802.15.XX tels que la communication sans fil d'area corporelle (WBAN, où la portée est inférieure à 4 m) et la communication sans fil d'area personnelle (WPAN, avec une portée inférieure à 20 m). Par contre, si nous cherchons des systèmes très sensibles, la solution est de concevoir un récepteur avec un DE.

REFERENCES

- [1] M. Vasilevski, F. Pecheux, H. Aboushady, L. De Lamarre, and M. Curie, "Modeling Heterogeneous Systems Using SystemC-AMS Case Study□: A Wireless Sensor Network Node," pp. 11–16, 2007.
- [2] D. Guihal, "MODELISATION EN LANGAGE VHDL-AMS DES SYSTEMES PLURIDISCIPLINAIRES," 2007.
- [3] P. Nikitin, E. Normark, C. Wakayama, and R. Shi, "VHDL-AMS modeling and simulation of BPSK transceiver system."
- [4] K. Einwich, "Application of SystemC / SystemC-AMS for the Specification of a Complex Wired Telecommunication System."
- [5] S. Bourdel, J. Gaubert, O. Fourquin, R. Vauche, N. Dehaese, I. Umr, C. De Saint-jérôme, E. Normandie, N. Case, and F.-M. Cedex, "CMOS UWB Pulse Generator Co-Designed with Package Transition," no. Umr 6242, pp. 539–542, 2009.
- [6] F. Olivier, "Conception et Integration en technologie 'SYSTEM IN PACKAGE' d'émetteurs récepteurs Ultra Large Bande pour les communicationps ULB Impulsionnelles dans la bande de fréquence 3.1 - 10.6 GHZ," UNIVERSITE DE PROVENCE AIX-MARSEILLE I, 2011.
- [7] F. S. Lee, A. P. Chandrakasan, and A. Abstract, "A 2.5 nJ/bit 0.65 V Pulsed UWB Receiver in 90 nm CMOS," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 12, pp. 2851–2859, 2007.
- [8] M. Mroue, S. Haese, G. El-zein, S. Mallego, and S. Paquelet, "A Non-Coherent Multi-Band IR-UWB HDR Transceiver based on Energy Detection," *IEEE ICECS 2010*, vol. 4, no. 1, pp. 898–901, 2010.
- [9] H. S. Dayang Lin, Andreas Trasser, "A fully differential IR-UWB front-end for noncoherent communication and localization," *IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB)*, pp. 116–120, Sep. 2011.
- [10] O. Klymenko, G. Fischer, and D. Martynenko, "A high band non-coherent impulse radio UWB receiver," *2008 IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, vol. 3, pp. 25–29, Sep. 2008.
- [11] P. E. Thoppay, C. Dehollain, and M. J. Declercq, "A 7 . 5mA 500 MHz UWB receiver based on Super-regenerative principle," *Solide State Circuit Conference*, no. Lc, pp. 382–385, 2008.
- [12] J. M. and E. T. Tero Koivisto, "An Analog DS-UWB receiver," *IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB)*, pp. 817–818, 2007.
- [13] X. Wang, a. Dinh, D. Teng, L. Chen, S. B. Ko, Y. Shi, J. Basran, and V. Dal Bello-Hass, "Impulse based range-gated UWB wireless transceiver IC in 90nm CMOS for medical sensing applications and communications," *2009 IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, vol. 2009, pp. 194–199, Sep. 2009.

CHAPITRE III

RECEPTEUR NON COHERENT

ULB 3-5 GHz :

REALISATION ET CONCEPTION

III.1. INTRODUCTION

Ces dernières années, le besoin de diminuer la consommation d'énergie des systèmes de communications sans fil est devenu une contrainte dans leur conception. Plusieurs technologies et méthodes ont été développées pour avoir de très faible consommation. Par exemple, d'un côté, Zigbee présente une consommation de 27 mA en mode full duplex et 2 μ A en mode idle [1] alors que le Bluetooth consomme 15 mA en mode full duplex et 3 μ A en mode idle [2]. Toutefois, ces deux technologies sont limitées au niveau du débit de transmission (250 Kbps pour Zigbee et 3 Mbps pour Bluetooth). Dans ce contexte, la technologie ULB peut s'imposer comme concurrente, car la consommation d'énergie dépend énormément du récepteur et non de l'émetteur, soit une consommation équivalente à une dizaine de mA en mode full duplex et quelques μ A en mode idle [3].

Dans ce chapitre nous présentons un récepteur non cohérent ULB implémenté en technologie CMOS 130 nm pour des applications WBAN (Wireless Body Area Network) et WPAN (Wireless Personal Area Network) dans la bande 3-5 GHz. Un LNA avec un gain différentiel de 40 dB et un facteur de bruit moyen de 4 dB a été réalisé au sein du laboratoire IM2NP. Le pseudo détecteur d'énergie (PDE) est basé sur une fonction quadratique (squarer) suivi par un amplificateur passe bas et un étage de décision. La sensibilité mesurée à l'entrée du récepteur est de -88 dBm soit une amplitude crête-à-crête de 3,4 mV pour un taux d'erreur binaire (BER) de 10^{-3} , où le signal de test est un signal ULB 3-5 GHz avec un débit de 100 kbps.

La consommation d'énergie du récepteur est de 14,4 mW, soit 0,144 nJ/bit à 100 Mbps. Sous l'hypothèse d'un signal émis à une amplitude de 1,2 V_{cc}, la portée de communication de l'émetteur-récepteur proposé est de 2,11 m ce qui est suffisant pour les applications WBAN. Enfin, l'émetteur-récepteur peut être utilisé avantageusement avec un rapport cyclique d'extinction de la tension d'alimentation V_{DD} (mode duty-cycled) afin de réduire considérablement la consommation d'énergie du récepteur.

Finalement, dans ce chapitre nous allons présenter, également, la méthode de conception et de réalisation du récepteur non cohérent ULB 3-5 GHz et plus précisément le design du LNA et du PDE.

III.2. RECEPTEUR NON COHERENT

Comme le montre l'architecture du récepteur présentée sur la figure III.2.1, le LNA est inséré entre l'antenne et le squarer. Comme les antennes sont généralement conçues avec une sortie simple alors que les circuits du « squarer » ont généralement une entrée différentielle [4], le LNA doit effectuer une conversion simple à différentiel. Dans une perspective faible coût, l'utilisation d'un filtre en sortie de la puce doit être évitée. Ainsi, un LNA avec une réponse passe-bande réduit à la fois les signaux parasites et la bande passante équivalente du bruit avant l'entrée du squarer. Enfin, étant donné que le gain de conversion du squarer est généralement très faible lorsque l'amplitude du signal d'entrée est petite, il est nécessaire de réaliser un LNA avec un grand gain en tension pour s'assurer que le signal en sortie du squarer dépasse le bruit de fond des étages suivants.

L'architecture du pseudo détecteur d'énergie non cohérent est composée d'un squarer, un amplificateur passe bas et un étage de décision, comme le montre la figure III.2.1. Le procédé du pseudo détecteur d'énergie dans le domaine fréquentiel est également illustré sur cette figure. Le principe du détecteur proposé est, d'abord, d'extraire l'enveloppe du signal ULB impulsionnel R_{XIN} . Pour cela, l'impulsion ULB 3-5 GHz en sortie du LNA (SQ_{in}) est élevée au carré par le squarer, réalisant une transposition dans le domaine fréquentielle autour de 0 Hz. Ensuite, l'enveloppe de l'impulsion, qui occupe la bande de fréquence de 0 à 1 GHz, est filtrée et amplifiée. Comme l'enveloppe de l'impulsion est l'image de l'information transmise, son amplitude peut alors être utilisée pour décider si un bit est transmis ou non. Pour cela, un étage de décision basé sur un schéma de comparateur est utilisé.

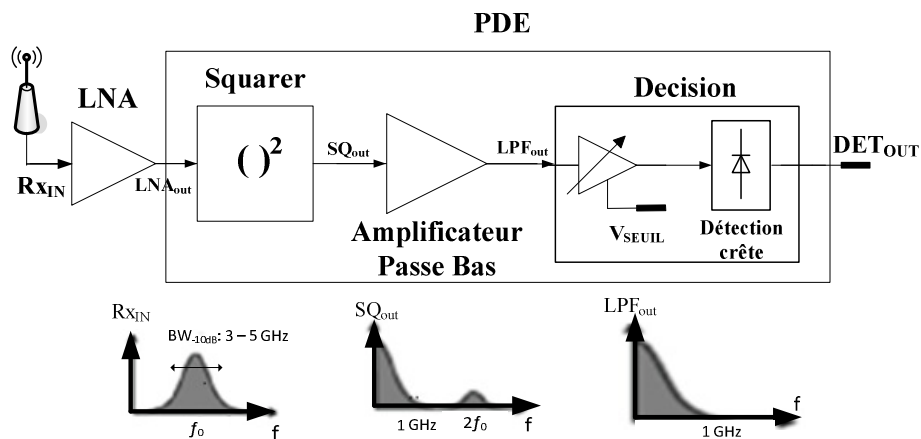


Figure III.2.1 Topologie du récepteur non cohérent et principe de la réponse du PDE dans le domaine fréquentiel

III.2.1. LNA SINGLE TO DIFFERENTIAL (S2D)

L'architecture du LNA S2D présentée sur la figure III.2.2 a été déjà conçue et testée au sein du laboratoire IM2NP. Cet amplificateur faible bruit comprend trois étages. Le circuit LC qui sert à adapter l'étage d'entrée (M1, M2) sur 50Ω , ayant une bande passante de 2 GHz dans la bande ULB 3-5 GHz [5]. La charge active dans le deuxième étage (M3, M4) fournit un gain de tension additionnel commandé par la tension V_{CTRL} . Le troisième étage (M5-M8) réalise une conversion différentielle et fournit un certain gain supplémentaire. La méthode de dimensionnement du LNA pour minimiser la figure de bruit et optimiser le gain en tension est présentée dans [5]. Pour un tel amplificateur de gain élevé à hautes fréquences, l'intégrité du signal et la stabilité sont des enjeux importants. Les sources d'alimentation (V_{DD}) sont découplées en utilisant plusieurs capacités MIM et MOS (CDEC dans la figure III.2.2) afin d'obtenir une grande valeur sur la capacité de la puce (quelques centaines de pF) conduisant à un chemin de faible impédance vers la masse pour les hautes fréquences.

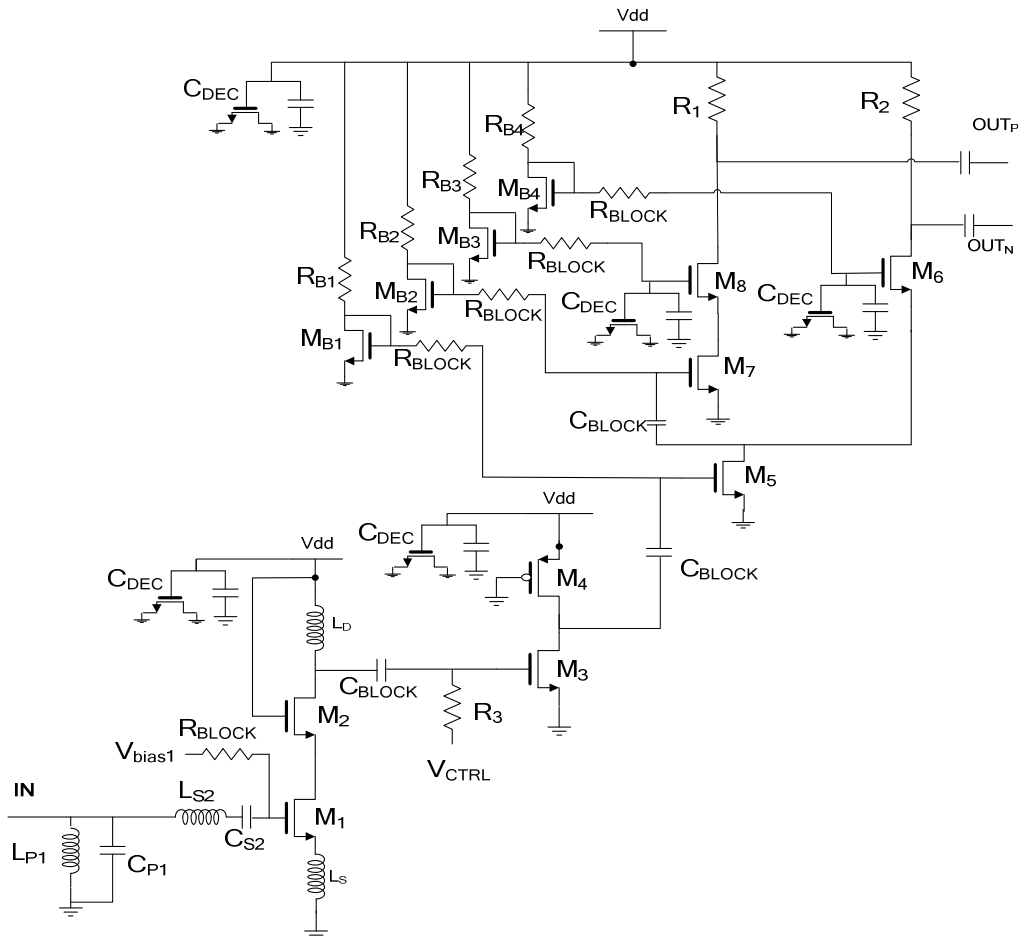


Figure III.2.2 Schéma électrique du LNA S2D

Ensuite, le gain des deux premiers étages est donné par l'équation III.2.1, où le facteur de qualité Q_3 et la fréquence de coupure ω_3 correspondent au circuit résonant R_3 , L_D et C_3 [6]. D'après le modèle petit signal des deux premiers étages du LNA (cf. figure III.2.3), A_{V1} et A_{V2} sont les gains du premier et deuxième étage (cf. équation III.2.1). La fréquence de résonance F_S produite par M_1 et M_2 est définie dans l'équation III.2.2. Cet amplificateur faible bruit atteint son gain maximal quand il est chargé en sortie par une forte impédance supérieure à R_{EQ} .

$$G_{12} = \frac{A_{V1}}{1 + \frac{j\omega}{Q_3 \cdot \omega_3} - \left(\frac{\omega}{\omega_3}\right)^2} \cdot \frac{A_{V2}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{C2}}} \quad \text{eq. III.2.1}$$

$$\begin{aligned} A_{V1} &= \frac{L_D}{L_S} \sqrt{\frac{R_{IN}}{R_{ANT}}} \quad \text{et} \quad A_{V2} = -g_{m3} R_{EQ} \\ Q_3 &= \frac{R_3}{L_D \cdot \omega_3} \quad \omega_3 = \frac{1}{\sqrt{L_D \cdot C_3}} \quad \omega_{C2} = \frac{1}{R_{EQ} C_{EQ}} \\ C_3 &= C_{gd2} + C_{db2} + C_{gs3} \quad C_{EQ} = C_{db3} + C_{gd3} + C_{db4} + C_{gs5} \\ R_{IN} &= \frac{g_m L_S}{C_{gs}} \quad R_{EQ} = R_{ds3} // R_{ds4} // R_{IN4} \end{aligned}$$

$$F_S = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_S \cdot C_{gs}}} \quad \text{eq. III.2.2}$$

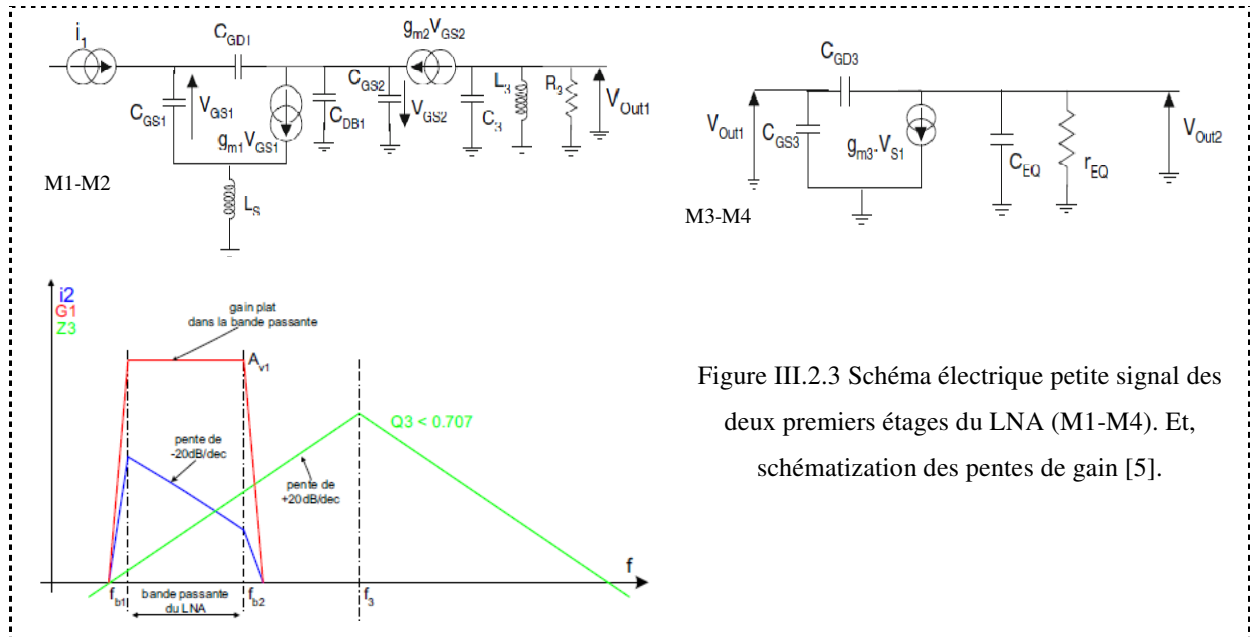


Figure III.2.3 Schéma électrique petite signal des deux premiers étages du LNA (M1-M4). Et, schématisation des pentes de gain [5].

III.2.2. PSEUDO DETECTEUR D'ENERGIE (PDE)

La fonction du PDE est de récupérer l'image de l'énergie du signal en sortie du LNA. Pour comprendre son fonctionnement, est présenté dans la figure III.2.3 le schéma électrique du pseudo détecteur d'énergie constitué de trois étages. Le premier étage (squarer) utilise deux transistors PMOS polarisés dans la région sub-threshold [7] pour obtenir la fonction quadratique du signal sq_{in} et un transistor PMOS en charge active pour permettre d'augmenter le facteur de conversion K_{SQ} . Ensuite, le deuxième étage (amplificateur passe bas) présente deux inverseurs dimensionnés de manière à avoir un fort gain pour permettre au signal sq_{out} de faible amplitude d'être détecté par le troisième étage. Le dernier étage est un chaîne de quatre inverseurs où la tension V_{ctrl} sert de signal de contrôle pour détecter les impulsions de l'étage précédent.

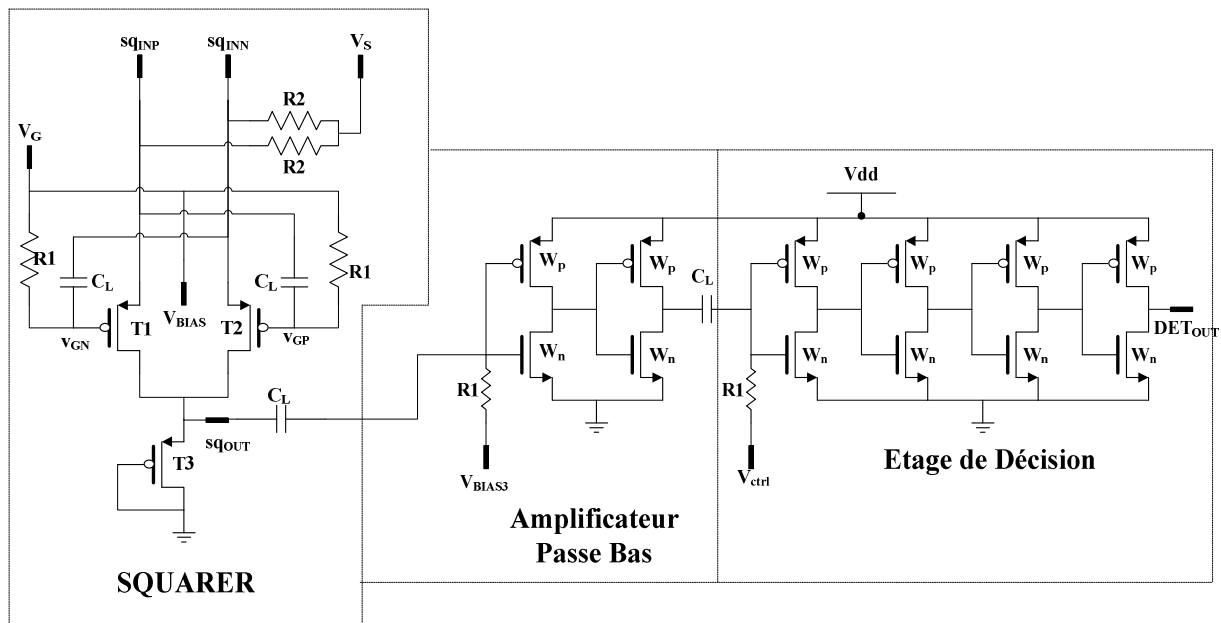


Figure III.2.4 Schéma électrique du PDE

Les contraintes du design comprennent plusieurs aspects. Le circuit doit présenter une forte impédance en entrée pour ne pas dégrader le gain maximal du LNA. Il doit avoir une forte isolation entre la voie sq_{INP} et sq_{INN} du circuit du squarer pour maximiser son facteur de conversion (K_{SQ}). Ensuite, l'amplificateur passe bas doit avoir un gain élevé pour que, finalement, le signal soit comparé à un seuil de décision et puisse être détecté par l'étage de décision. Dans ce contexte nous allons décrire, dans les paragraphes qui suivent, la méthode et les considérations prises en compte pour concevoir le pseudo détecteur d'énergie.

III.2.2.1. Squarer

La figure III.2.5 montre le schéma électrique du squarer réalisé par [8] et modifié avec une charge active en sortie. Le principe est d'utiliser deux transistors PMOS (T1 et T2) polarisés dans la région sub-threshold, pour avoir un courant en sortie i_{sq} proportionnel à l'amplitude au carré du signal différentiel en entrée sq_{in} (cf. équation III.2.3). Le transistor PMOS (T3) est configuré en mode diode pour avoir une forte impédance en sortie du squarer. Cette impédance permet d'incrémenter le facteur de conversion K_{SQ} du squarer qui augmente de manière proportionnelle l'amplitude du signal sq_{OUT} .

En outre, les équations III.2.4 à III.2.7 montrent la définition des signaux sur la grille (v_{GN} , v_{GP}) et la source (sq_{INP} , sq_{INN}) des transistors T1 et T2. Ces signaux représentent, d'un côté, les tensions de polarisation (V_G et V_S), et de l'autre côté, les petits signaux ou signaux ULB (sq_{inP} et sq_{inN}). L'équation III.2.8 exprime le courant en sortie du squarer en fonction du courant de polarisation I_{DS} et du courant petit signal i_{sq} . Cette dernière équation montre que le squarer présente en sortie une composante continue qui devra être annulée par l'étage suivante

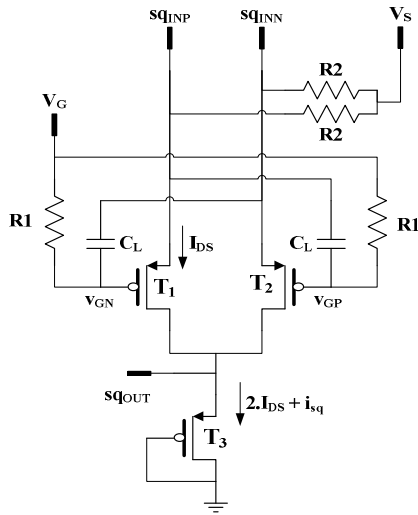


Figure III.2.5 Schéma électrique du squarer

$$sq_{in} = sq_{inP} - sq_{inN} \quad \text{eq. III.2.3}$$

$$sq_{INP} = V_S + sq_{inP} \quad \text{et} \quad sq_{INN} = V_S + sq_{inN} \quad \text{eq. III.2.4}$$

$$v_{GP} = V_G + sq_{inP} \quad \text{et} \quad v_{GN} = V_G + sq_{inN} \quad \text{eq. III.2.5}$$

$$v_{GS} = v_{GN} - sq_{INP} = v_{GS} + v_{gs} \quad \text{eq. III.2.6}$$

$$v_{GS} = \begin{cases} sq_{inN} - sq_{inP} & \text{pour } T_1 \\ sq_{inN} - sq_{inP} & \text{pour } T_2 \end{cases} \quad \text{eq. III.2.7}$$

$$i_{DS_SQ} = 2.I_{DS} + i_{sq} \quad \text{eq. III.2.8}$$

Dans la région sub-threshold, le courant I_{DS} du transistor MOS est fortement dépendant de V_{GS} lorsque V_{DS} est supérieure à $4V_T$. Dans cette configuration les transistors T1 et T2 sont en

saturation dans la région sub-threshold (cf. chapitre IV). Le courant sub-threshold est défini de la manière suivante :

$$I_{DS} = I_{D0} e^{\left[\frac{V_{GS} - V_{TH}}{nV_T} \right]} \quad \text{où} \quad I_{D0} = \mu_p C'_{ox} \frac{W_p}{L_p} (n-1) V_T^2 \quad \text{eq. III.2.9}$$

Où I_{D0} est le courant I_{DS} (à $V_{GS} = V_{TH}$), V_{TH} est la tension de seuil du transistor PMOS, V_T est la tension thermique égale à 26 mV (à $T = 290$ K) et n est le facteur de correction du transistor équivalent à 2. À partir des équations III.2.3 à III.2.7, l'équation III.2.9 peut être redéfinie en fonction du petit signal v_{gs} (cf. équation III.2.10). Les courants en sortie de chaque transistor (T_1 , T_2) en fonction des signaux sq_{inP} et sq_{inN} sont redéfinis dans l'équation III.2.11.

$$i_{DS}(t) = I_{D0} e^{\left[\frac{V_{GS} - V_{TH}}{nV_T} \right]} = I_{D0} e^{\left[\frac{V_G - V_S - V_{TH}}{nV_T} \right]} e^{\left[\frac{v_{gs}}{nV_T} \right]} \quad \text{eq. III.2.10}$$

$$i_{DS_T1}(t) = I_{DS} e^{\left[\frac{sq_{inN} - sq_{inP}}{nV_T} \right]} \quad \text{et} \quad i_{DS_T2}(t) = I_{DS} e^{\left[\frac{sq_{inP} - sq_{inN}}{nV_T} \right]} \quad \text{eq. III.2.11}$$

Pour faciliter le calcul du courant i_{DS_SQ} en sortie du squarer (cf. équation III.2.8), nous allons réaliser le développement en série de Taylor de l'équation III.2.10 pour obtenir un système linéaire d'ordre supérieur (cf. équation III.2.12). Ainsi, en remplaçant v_{gs} pour sa valeur correspondante à T_1 et T_2 et en limitant l'ordre (m) de la série de Taylor à deux, l'équation III.2.11 prend la forme de l'équation III.2.13.

$$i_{DS}(t) = I_{DS} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m!} \left(\frac{v_{gs}}{nV_T} \right)^m \quad \text{eq. III.2.12}$$

$$\begin{aligned} i_{DS_T1}(t) &= I_{DS} \left(1 + \frac{sq_{inN} - sq_{inP}}{nV_T} + \frac{1}{2!} \left(\frac{sq_{inN} - sq_{inP}}{nV_T} \right)^2 + \dots \right) \\ \text{et} \\ i_{DS_T2}(t) &= I_{DS} \left(1 + \frac{sq_{inP} - sq_{inN}}{nV_T} + \frac{1}{2!} \left(\frac{sq_{inP} - sq_{inN}}{nV_T} \right)^2 + \dots \right) \end{aligned} \quad \text{eq. III.2.13}$$

Le courant en sortie du squarer i_{DS_SQ} est défini comme la somme de i_{DS_T1} et i_{DS_T2} . L'équation III.2.13 montre que cette somme est égale à zéro quand la valeur de l'ordre « m » est impaire et différent de zéro quand sa valeur est paire. L'expression générale du courant en sortie du squarer est donnée par l'équation III.2.14. Ainsi, sous l'hypothèse que l'amplitude de la différence des signaux ($sq_{inP} - sq_{inN}$) est inférieure à un, cette différence devient négligeable pour des valeurs de « m » supérieures à deux et le courant en sortie du squarer prend la forme de l'équation III.2.15. Finalement, les équations III.2.16 et III.2.17 montrent le courant petit signal et le courant de consommation I_{DS} du squarer. Le courant I_{DS} est imposé par le transistor T3 qui est polarisé dans la région de saturation.

$$i_{DS_SQ}(t) = i_{DS_T1} + i_{DS_T2} = 2.I_{DS} \left(1 + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1+(-1)^m}{2.(m!)} \left(\frac{sq_{inP} - sq_{inN}}{nV_T} \right)^m \right) \quad \text{eq. III.2.14}$$

$$i_{DS_SQ}(t) = 2.I_{DS} \left[1 + \frac{1}{2!} \left(\frac{sq_{inP} - sq_{inN}}{nV_T} \right)^2 \right] = 2I_{DS} + i_{sq}(t) \quad \text{eq. III.2.15}$$

$$i_{sq}(t) = I_{DS} \left(\frac{sq_{inP} - sq_{inN}}{nV_T} \right)^2 \quad \text{eq. III.2.16}$$

$$I_{DS} = I_{DS_T3} = \frac{1}{2} \mu_p C_{OX} \frac{W_{PT3}}{L_{PT3}} (V_{GS_T3} - V_{TH})^2 \quad \text{eq. III.2.17}$$

Nous avons indiqué au début de cette partie que les inconvénients du design du squarer étaient d'un part, d'avoir une forte impédance en entrée (Z_{SQ_IN}) pour ne pas dégrader le gain en tension du LNA, et d'autre part, qu'il fallait une forte impédance en sortie pour avoir un facteur de conversion K_{SQ} élevé (cf. figure III.2.6). Cette condition est nécessaire pour que le signal en sortie du squarer soit suffisamment grand pour être amplifié par l'amplificateur passe bas et détecté par l'étage de décision.

a. Impédance d'Entrée

La figure III.2.6 illustre le circuit électrique du squarer et son schéma électrique équivalent en petit signal. L'impédance d'entrée sur la voie sq_{inP} (Z_{SQ_INP}) dépend de l'impédance vue dès la grille du transistor T_2 (Z_{INP1}) et de l'impédance vue dès la source du transistor T_1 (Z_{INP2}).

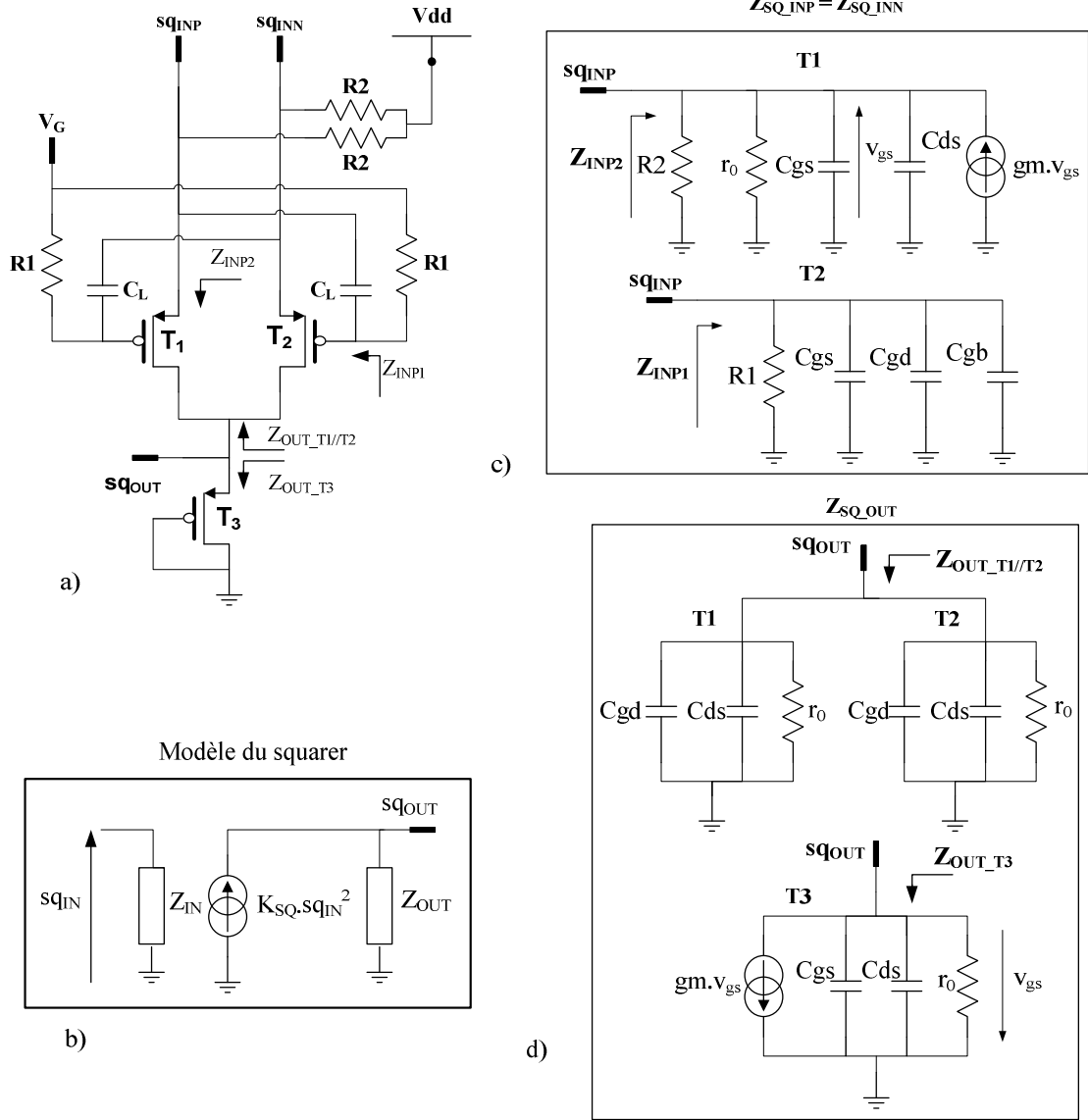


Figure III.2.6 a) Schéma électrique du squarer. b) Modèle du squarer
c) Impédance d'entrée. d) Impédance de sortie.

L'impédance Z_{SQ_INP} est définie comme l'impédance équivalente entre les impédances Z_{INP1} et Z_{INP2} en parallèle (cf. équation III.2.18). De manière à réduire le nombre de variables, nous allons associer les capacités, les résistances et les transconductances des impédances d'entrée (cf. équations III.2.19 et III.2.20). À partir de ces équations, nous pouvons définir les impédances Z_{INP1} et Z_{INP2} comme indiquées dans l'équation III.2.21. Finalement, l'impédance en entrée sur la voie P du squarer Z_{SQ_INP} est définie dans l'équation III.2.22 où f_{C_INP} correspond à la fréquence de coupure haute à -3 dB. Pour s'assurer que l'impédance d'entrée soit grande devant l'impédance de sortie du LNA, il faut que la fréquence de travail soit inférieure à f_{C_INP} .

$$Z_{SQ_INP} = Z_{INP1} // Z_{INP2} \quad \text{et} \quad Z_{SQ_INN} = Z_{INN1} // Z_{INN2} \quad \text{eq. III.2.18}$$

$$Ca_{INN} = Cgd_{T1} + Cgs_{T2} + Cgb_{T2} \quad \text{et} \quad Cb_{INN} = Cgs_{T2} + Cds_{T1} \quad \text{eq. III.2.19}$$

$$R_{INN} = R2 // r_{0T1} \quad \text{et} \quad gm_{INN} = gm_{T2} \quad \text{eq. III.2.20}$$

$$Z_{INP1} = \frac{R1}{1 + R1 \cdot Ca_{INP} \cdot p} \quad \text{et} \quad Z_{INP2} = \left(\frac{R_{INP}}{1 + gm_{INP} \cdot R_{INP}} \right) \frac{1}{1 + \frac{R_{INP} \cdot Cb_{INP}}{1 + gm_{INP} \cdot R_{INP}} p} \quad \text{eq. III.2.21}$$

$$Z_{SQ_INP} = \frac{R_{INP} // R1}{1 + gm_{INP} \cdot (R_{INP} // R1)} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_{C_INP}}} \quad \text{avec} \quad f_{C_INP} = \frac{1 + gm_{INP} \cdot (R_{INP} // R1)}{2\pi \cdot (R_{INP} // R1) \cdot (Ca_{INP} + Cb_{INP})} \quad \text{eq. III.2.22}$$

À partir de l'équation précédente, il est possible de conclure, tout d'abord, que la partie imaginaire devient négligeable pour les valeurs de f inférieurs à f_{C_INP} et, ensuite que l'impédance Z_{SQ_INP} devient dépendante de R_{INP} , $R1$ et gm_{INP} . Si $R1$ est plus grande que R_{INP} et $R2$ plus grande que r_0 (cf. équation III.2.20), alors l'impédance d'entrée du squarer peut être définie en fonction de r_0 et gm des transistors $T1$ et $T2$ (cf. équation III.2.23). Or, dans la région sub-threshold, la résistance r_0 et la transconductance gm sont fortement dépendantes de I_{DS} et de la tension thermique V_T (cf. équation III.2.24). Finalement, en remplaçant l'équation III.2.24 dans l'équation III.2.23, l'impédance en entrée reste dépendante de la tension thermique, du facteur de correction n et du courant de consommation et non de $R1$ et $R2$ (cf. équation III.2.25).

$$Z_{SQ_INP} = \frac{r_{0T1}}{1 + gm_{T2} \cdot r_{0T1}} \quad \text{avec} \quad f \ll f_{C_INP} = \left(\frac{1 + gm_{T2} \cdot r_{0T1}}{r_{0T1}} \right) \cdot \left(\frac{1}{2\pi (Ca_{INP} + Cb_{INP})} \right) \quad \text{eq. III.2.23}$$

$$r_0 = \frac{V_T}{I_{DS}} \cdot e^{\frac{V_{DS}}{V_T}} \quad \text{et} \quad gm = \frac{I_{DS}}{n \cdot V_T} \quad \text{eq. III.2.24}$$

$$Z_{SQ_INP} = \frac{n \cdot V_T}{I_{DS}} = \frac{1}{gm_{T2}} \quad \text{et} \quad f_{C_INP} = \frac{gm_{T2}}{2\pi (Ca_{INP} + Cb_{INP})} \quad \text{avec} \quad \frac{e^{\frac{V_{DS}}{V_T}}}{n} \gg 1 \quad \text{eq. III.2.25}$$

b. Impédance de Sortie

L'impédance équivalente en sortie du squarer est une association en parallèle (cf. figure III.2.6) des impédances vue du drain des transistors T1, T2 ($Z_{OUT_T1/T2}$) et de l'impédance vue de la source du transistor T3 (Z_{OUT_T3}) (cf. équation III.2.26). Considérant que T1 et T2 sont égaux (cf. équation III.2.27), il est possible de calculer la capacité équivalente en sortie du squarer comme une somme de capacités (cf. équation III.2.8), et la transconductance de sortie comme une somme des transconductances de T1, T2 et T3 (cf. équation III.2.29).

$$Z_{SQ_OUT} = Z_{OUT_T1/T2} // Z_{OUT_T3} \quad \text{eq. III.2.26}$$

$$Cgd_{T1} = Cgd_{T2} \quad , \quad Cds_{T1} = Cds_{T2} \quad \text{et} \quad g_{ds_T1} = g_{ds_T2} \quad \text{eq. III.2.27}$$

$$C = 2Cgd_{T1} + 2Cds_{T1} + Cgs_{T3} + Cds_{T3} \quad \text{eq. III.2.28}$$

$$gds = 2g_{ds_T1} + g_{ds_T3} = \frac{2}{r_{0_T1}} + \frac{1}{r_{0_T3}} \quad \text{eq. III.2.29}$$

L'impédance de sortie, Z_{SQ_OUT} , peut être exprimée en fonction des transconductances gds et gm_{T3} (cf. équation III.2.30). La transconductance en sortie est largement inférieure à la transconductance d'entrée, ce qui permet de voir que l'impédance de sortie ainsi que la fréquence de coupure f_{C_OUT} ne dépendent que de gm_{T3} (cf. équation III.2.31). Ceci revient à dire que l'impédance maximale en sortie du squarer est donnée par la transconductance d'entrée du transistor T3 en configuration diode. De plus, la fréquence de coupure est directement proportionnelle à « gm_{T3} » contrairement au cas de l'impédance de sortie. Donc, il y a un compromis à faire entre la grandeur de l'impédance de sortie et de la fréquence de travail du squarer, même raisonnement que dans le cas de l'impédance d'entrée (cf. équation III.2.25).

$$Z_{SQ_OUT} = \frac{1}{gds + gm_{T3}} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_c}} \quad \text{avec} \quad f_c = \frac{gds + gm_{T3}}{2\pi C} \quad \text{eq. III.2.30}$$

$$Z_{SQ_OUT} = \frac{1}{gm_{T3}} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_{c_OUT}}} \quad \text{et} \quad f_{c_OUT} = \frac{gm_{T3}}{2\pi C} \quad \text{avec} \quad gds \ll gm_{T3} \quad \text{eq. III.2.31}$$

c. *Facteur de Conversion du Squarer (K_{SQ})*

Le facteur de conversion du squarer est une variable qui permet d'amplifier le signal mis au carré. Ce facteur de conversion est calculé à partir du signal en sortie du squarer, où sq_{OUT} est le résultat de la multiplication entre le courant de sortie i_{DS_SQ} (cf. équation III.2.15) et l'impédance de sortie Z_{SQ_OUT} (cf. équation III.2.31). Le résultat est un signal en sortie qui dépend fortement du signal différentiel $sq_{inP} - sq_{inN}$ (cf. équation III.2.33). À partir de ces résultats, le facteur de conversion K_{SQ} est défini en fonction du courant de consommation I_{DS} , du facteur de correction n , de la tension thermique V_T , de la fréquence de coupure en sortie f_{C_OUT} et de la transconductance d'entrée du transistor T3 (cf. équation III.2.34).

$$sq_{OUT} = i_{DS_SQ} Z_{SQ_OUT} \quad \text{eq. III.2.32}$$

$$sq_{OUT} = SQ_{OUT} + sq_{out} = 2I_{DS} Z_{SQ_OUT} + \frac{I_{DS}}{(nV_T)^2} (sq_{inP} - sq_{inN})^2 Z_{SQ_OUT} \quad \text{eq. III.2.33}$$

$$K_{SQ} = \frac{sq_{out}}{(sq_{inP} - sq_{inN})^2} = \frac{I_{DS}}{2(nV_T)^2 gm_{T3}} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_{C_OUT}}} \quad \text{eq. III.2.34}$$

Les études théoriques que nous avons réalisées précédemment nous montrent que pour assurer une forte impédance en entrée il faut dimensionner les transistors T1 et T2 de manière à avoir une transconductance ($gm_{T1} = gm_{T2}$) faible mais suffisamment grande pour garantir le bon fonctionnement du squarer dans la gamme de fréquence du signal ULB. Pour avoir le maximum du signal en sortie il faut choisir un facteur de conversion K_{SQ} le plus grand possible. Donc, en sortie il faut dimensionner la taille du transistor T3 de manière à avoir une transconductance (gm_{T3}) très faible en prenant en compte les limitations au niveau fréquence. D'après l'équation III.2.33 et III.2.34, le facteur de conversion du squarer est le résultat du petit signal en sortie ($sq_{out}(t)$) divisé par le petit signal différentiel en entrée mis au carré ($(sq_{in}(t))^2$). En outre, l'équation III.2.34 nous montre que pour des fréquences inférieures à f_{C_OUT} , égale à $gm_{T3}/2\pi C$, la fonction de transfert du facteur de conversion K_{SQ} atteint sa valeur maximale (cf. équation III.2.35).

$$K_{SQ_max} = \frac{I_{DS}}{gm_{T3} (nV_T)^2} \quad \forall \quad f < f_{C_OUT} \quad \text{eq. III.2.35}$$

III.2.2.2. Amplificateur Passe Bas (APB)

L'amplificateur passe bas constitue un étage important dans la détection car le signal en sortie du squarer est de très faible amplitude. Le signal doit être amplifié avant de le comparer avec le seuil de décision de l'étage de décision. Pour réaliser cette amplification nous proposons un amplificateur passe bas, présenté dans la figure III.2.7, qui est composé par d'une chaîne de deux inverseurs où le premier est polarisé par V_{BIAS} et le deuxième l'est par l'étage précédent.

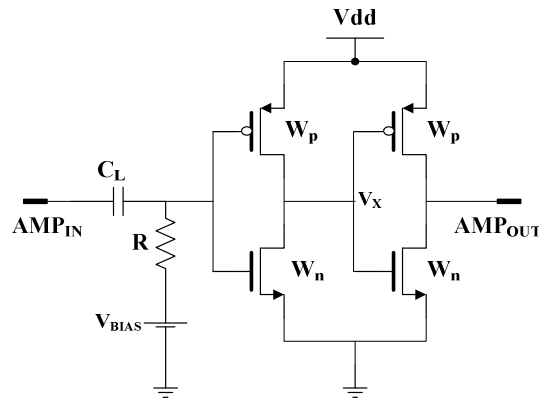


Figure III.2.7 Schéma électrique de l'amplificateur passe bas

Ainsi, la méthode d'amplification consiste à polariser les transistors dans la zone de saturation et les dimensionner pour avoir une forte amplification. Par conséquent, il faut régler V_{BIAS} et placer AMP_{IN} autour de $V_{DD}/2$ pour exploiter la pente de la fonction de transfert de l'inverseur (cf. figure III.2.8).

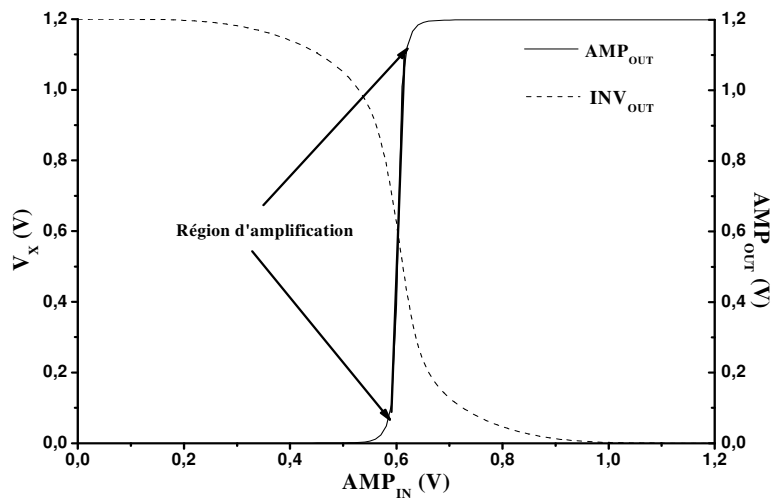


Figure III.2.8 Fonction de transfert de l'amplificateur

La figure III.2.9 montre le modèle petit signal de l'amplificateur passe bas, séparé en deux blocs qui représentent chaque inverseur. Ensuite, à partir de ce modèle, nous pouvons obtenir la fonction de transfert du deuxième étage comme définie par l'équation III.2.36.

$$\frac{AMP_{OUT}}{V_X} = \frac{Rds.gm + Rds.Cgd.p}{1 + Rds.(Cgd + Cds).p} \quad \text{eq. III.2.36}$$

$$Cgs = Cgs_p + Cgs_N, \quad Cgd = Cgd_p + Cgd_N, \quad Cds = Cds_p + Cds_N$$

$$Rds = r_{0P} // r_{0N} \quad \text{et} \quad gm = gm_p + gm_N$$

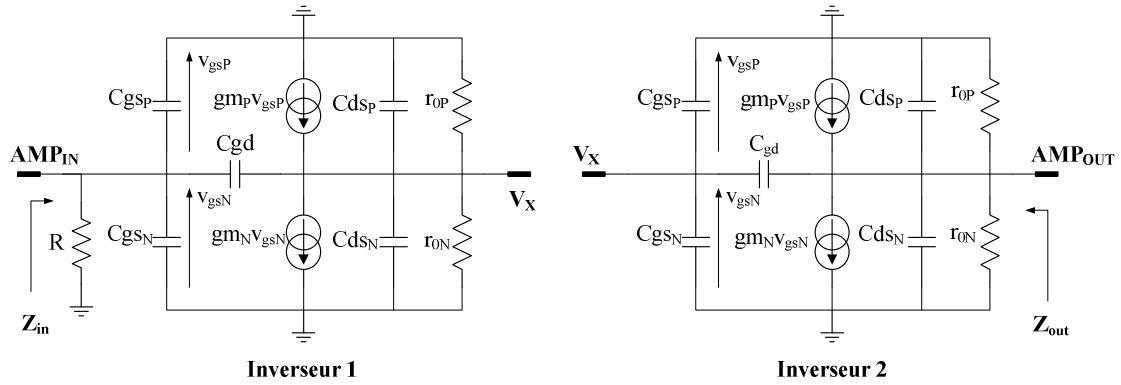


Figure III.2.9 Modèle petit signal de l'amplificateur

Utilisant l'équation III.2.36, nous pouvons exprimer la fonction de transfert de l'étage d'amplification comme elle est montrée dans l'équation III.2.37. En outre, sachant que les deux étages sont symétriques et ont les mêmes dimensions, alors AMP_{OUT}/V_X est égale à V_X/AMP_{IN} . La fonction de transfert de l'amplificateur passe bas peut être redéfinie comme la fonction de transfert de l'inverseur élevé au carré (cf. équation III.2.38).

$$\frac{AMP_{OUT}}{AMP_{IN}} = \frac{AMP_{OUT}}{V_X} \cdot \frac{V_X}{AMP_{IN}} \quad \text{eq. III.2.37}$$

$$\frac{AMP_{OUT}}{AMP_{IN}} = \left(\frac{Rds.gm + Rds.Cgd.p}{1 + Rds.(Cgd + Cds).p} \right)^2 \quad \text{eq. III.2.38}$$

Considérant Cgd nul quand les transistors sont polarisés dans la région de saturation, l'équation précédente peut être redéfinie en fonction de la résistance Rds , de la transconductance gm et de la capacité de sortie Cds (cf. équation III.2.39). La fonction de transfert correspond à un filtre passe bas d'ordre deux dont sa fréquence de coupure dépend

de R_{ds} . Il est essentiel de déterminer l'impédance d'entrée et de sortie de l'amplificateur pour ne pas dégrader le signal $s_{q_{out}}$. À ce propos, l'équation III.2.40 montre que, d'un côté, l'impédance d'entrée Z_{IN} est déterminée par la résistance de polarisation R (cf. figure III.2.7), de l'autre côté, l'impédance de sortie Z_{OUT} ne dépend que de la résistance R_{ds} (cf. équation III.2.36). Finalement, nous pouvons conclure qu'il faut dimensionner les inverseurs en fonction du compromis entre le gain et la fréquence de coupure de l'amplificateur passe bas.

$$\frac{AMP_{OUT}}{AMP_{IN}} = (R_{ds}.gm)^2 \frac{1}{\left(1 + j \frac{f}{f_A}\right)^2} \quad \text{avec} \quad f_A = \frac{1}{2\pi R_{ds}.C_{ds}} \quad \text{eq. III.2.39}$$

$$Z_{IN} = R \cdot \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_1}} \quad \text{et} \quad Z_{OUT} = R_{ds} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_2}} \quad \text{eq. III.2.40}$$

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R.C_{gs}} \quad \text{et} \quad f_2 = \frac{1}{2\pi R_{ds}.C_{ds}} \quad \text{eq. III.2.41}$$

III.2.2.3. Étage de Décision (ED)

L'objectif de l'étage d'amplification est de comparer l'amplitude de l'enveloppe des impulsions ULB (sortie de l'amplificateur) avec un seuil de décision S_d (cf. équation III.2.34). Si l'enveloppe de l'impulsion est inférieure au seuil, aucune impulsion n'est détectée et le signal de sortie reste à l'état bas égal à 0 V. Par contre, si l'enveloppe des impulsions dépasse le seuil, une impulsion est détectée et le signal de sortie passe à l'état haut égal à V_{dd} qui est suffisamment grand pour permettre un traitement correct du signal pour les circuits de post détection. Le principe de cet étage de décision se base sur la polarisation de la grille du premier inverseur avec une source de tension externe V_{ctrl} . Cette source est réglée de sorte que l'amplitude du bruit en entrée reste en dessous du seuil de commutation (V_{SEUIL}) de l'inverseur (cf. figure III.2.10.b). Le choix du seuil S_d est réalisé par un compromis entre le taux de fausse alarme FA (à cause de l'influence du bruit) et le taux de non-détection ND ainsi que de la sensibilité du récepteur. Le circuit de l'étage de décision est illustrée par la figure III.2.10.a. Il est réalisé à partir des inverseurs CMOS, dont leur schéma petit signal est montré dans la figure III.2.9 (inverseur 1).

$$S_d = V_{SEUIL} - V_{ctrl} \quad \text{eq. III.2.42}$$

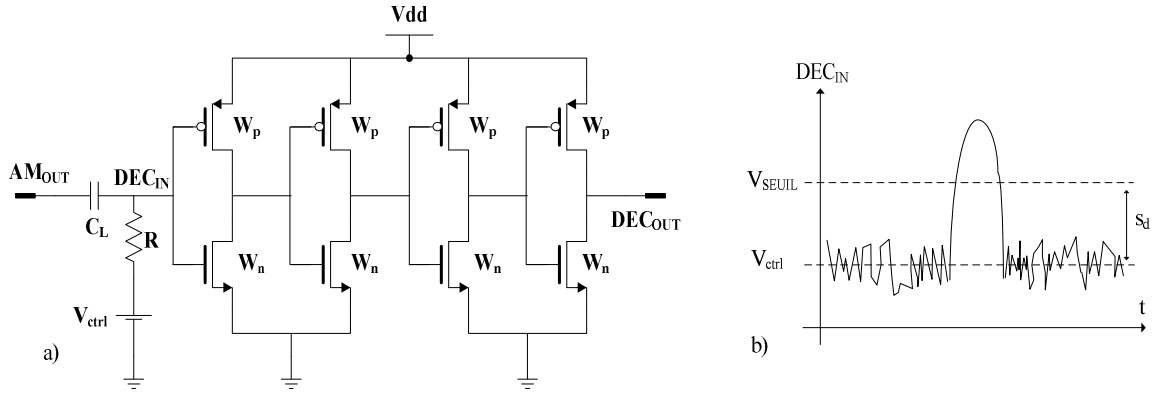


Figure III.2.10 a) Schéma électrique de l'étage de décision.

b) Réglage du seuil de détection.

Finalement, la figure III.2.11 montre la fonction de transfert de l'étage de décision où il est évident de voir que le seuil de commutation V_{SEUIL} est 0,6 V. La valeur du « 0 » logique est équivalent à 0 V et le « 1 » logique vaut 1,2 V.

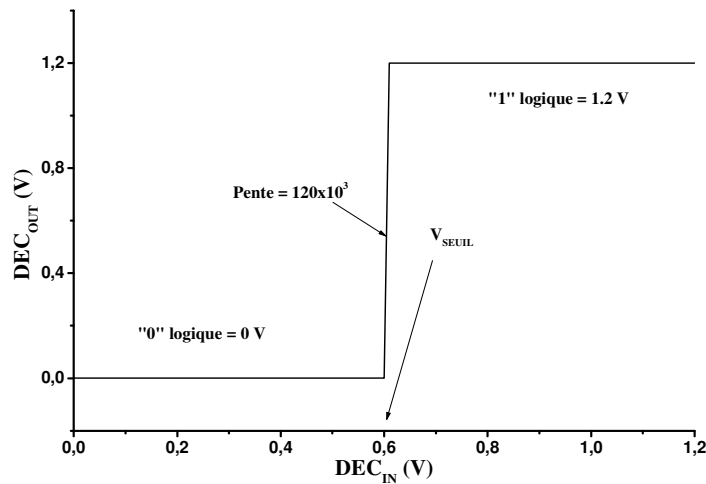


Figure III.2.11 Fonction de transfert de l'ED.

III.2.3. CONCLUSION

Nous avons présenté dans cette partie, l'étude théorique sur la conception du récepteur non cohérent ULB-RI 3-5 GHz, ainsi qu'une explication détaillée au niveau transistor de chaque bloc correspondant au PDE. Nous avons démontré, que le facteur de conversion du squarer est fortement dépendant de la transconductance du transistor de charge, et que nous pouvons utiliser deux inverseurs cascades pour réaliser une amplification pour les signaux à basses fréquences.

III.3. RESULTATS DE SIMULATION ET MESURE

Dans cette partie nous allons présenter les résultats de simulation et de mesure du récepteur ULB 3-5 GHz. Le circuit du récepteur (cf. figure III.2.2 et II.2.3) est implémenté en technologie CMOS 0,13 μm (HCMOS9 de ST-Micorelectronics). Les simulations, sous ADS et CADENCE, des paramètres S, AC et transitoire ont été réalisées pour étudier, analyser et optimiser les caractéristiques du récepteur. Le tableau III.3.1 présente les dimensions des composants électroniques de l'amplificateur faible bruit (LNA) réalisé au sein du laboratoire IM2NP. Le tableau III.3.2 présente les dimensions des composants électroniques du pseudo détecteur d'énergie (PDE), où pour T1, T2 et T3, nous avons choisi (à partir de l'équation III.2.35) comme largeur du transistor W_{T3} la taille la plus petite permise par la technologie (0,15 μm), pour avoir un gm très faible et maximiser le facteur de conversion du squarer. Dans le cas de l'amplificateur passe bas, nous avons dimensionné les transistors PMOS (W_p) et NMOS (W_n) à partir de l'équation III.2.39 pour avoir une fréquence de coupure égale à 1 GHz.

Polarisation			C_{BLOCK}	2	pF		W (μm)	L (μm)		W (μm)	L (μm)
V_{bias1}	0,4	V	C_{BLOCK2}	5	pF	M1	115	0,13	MC	350	5
V_{CTRL}	0,35	V	R_{BLOCK}	8	K Ω	M2	12,5	0,13	M_{B1}	1,4	1
			R_2	190	Ω	M3	20	0,13	M_{B2}	1	2,5
L_{P1}	1.16	nH	R_3	360	Ω	M4	4	0,13	M_{B3}	1	2
C_{P1}	621	fF	R_{B1}	88,76	K Ω	M5	42,8	0,13	M_{B4}	1	4
L_{S2}	2.31	nH	R_{B2}	72,35	K Ω	M6	26	0,13			
C_{S2}	5	pF	R_{B3}	9,72	K Ω	M7	50	0,13			
L_D	3,6	nH	R_{B4}	41,36	K Ω	M8	45,48	0,13			
L_S	0,538	nH	R_1	89,1	Ω						

Tableau III.3.1 Dimensions des composants du LNA S2D

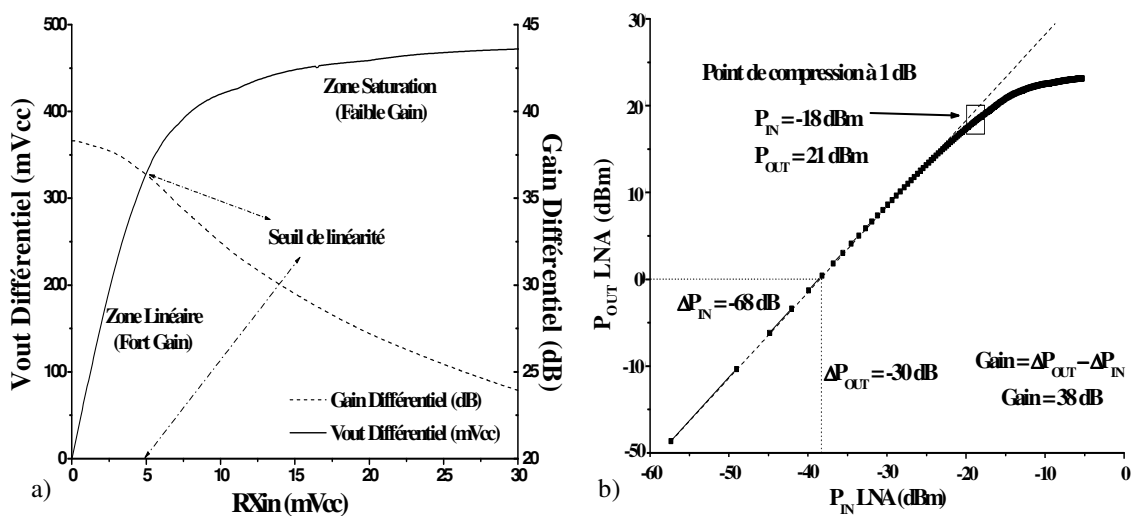
Polarisation			R1	30,00	K Ω	W_{T3}	0,15	μm
V_S	1	V	R2	1,2	K Ω	L_{T3}	0,13	μm
V_G	0,8	V	$W_{T1/T2}$	10,84	μm	W_p	0,25	μm
V_{BIAS}	0,6	V	$L_{T1/T2}$	0,13	μm	L_p	0,13	μm
V_{CTRL}	0,6	V	C_L	2,00	pF	W_n	0,75	μm
						L_n	0,13	μm

Tableau III.3.2 Dimension des composants du PDE

III.3.1. RESULTATS DE SIMULATION

III.3.1.1. LNA Single to Differential (LNA S2D)

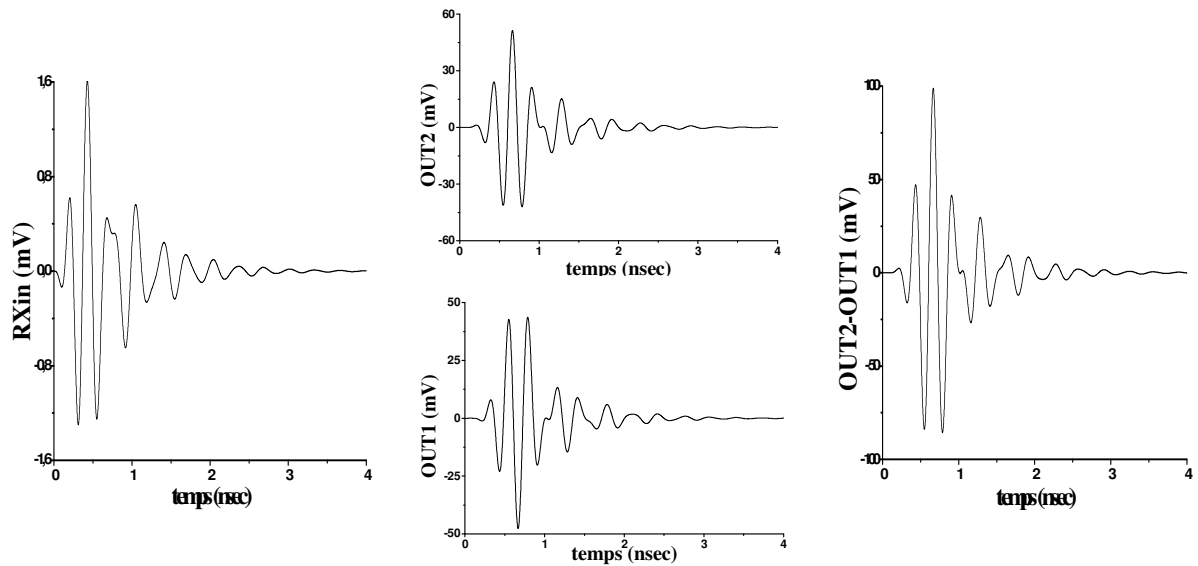
Les résultats de simulations réalisées sur le LNA S2D, sans impédance de charge connectée en sortie (cf. figure III.3.1), montrent que la sortie différentielle du LNA a un comportement linéaire avec un gain de 37 dB pour les signaux en entrée (RXin) d'amplitude inférieure à 5 mVcc (cf. figure III.3.1.a). Le point de compression à 1 dB est trouvé à -18 dBm (cf. figure III.3.1.b). En mettant une charge en sortie (correspondant à l'impédance d'entrée du squarer), le LNA S2D présente une dégradation de 2 dB sur le gain différentiel (cf. figure III.3.3.a). Les résultats issus d'une simulation transitoire (cf. figure III.3.2) montrent un gain différentiel de 35 dB, pour un signal ULB 3-5 GHz en entrée du LNA (RX_{IN}) d'amplitude égale à 1,6 mVc. En sortie (différentielle) le signal a une amplitude de 100 mVc. Les résultats des simulations dans le domaine fréquentiel (cf. figure III.3.3) donnent un gain différentiel maximal du LNA S2D de 35,5 dB (soit un gain de 29 dB pour la voie1 et 28 dB sur la voie2), et une figure de bruit qui varie entre 3,7 dB et 5 dB dans la bande 3-5 GHz (cf. figure III.3.3a). La figure III.3.3.b montre que le coefficient de réflexion (S11), en entrée du LNA S2D, a une valeur de -12 dB sur une charge de 50 Ω (représentant la charge de l'antenne). Finalement, le LNA S2D présente une dégradation d'environ 2 dB quand il est chargé par le circuit du squarer.



III.3.1 Résultats des simulations du LNA S2D avec les sorties à vide.

a) Gain différentiel du LNA S2D sans charge en fonction de l'amplitude du signal en entrée RXin.

b) Point de compression à 1 dB



III.3.2 Simulation temporelle du LNA S2D avec charge

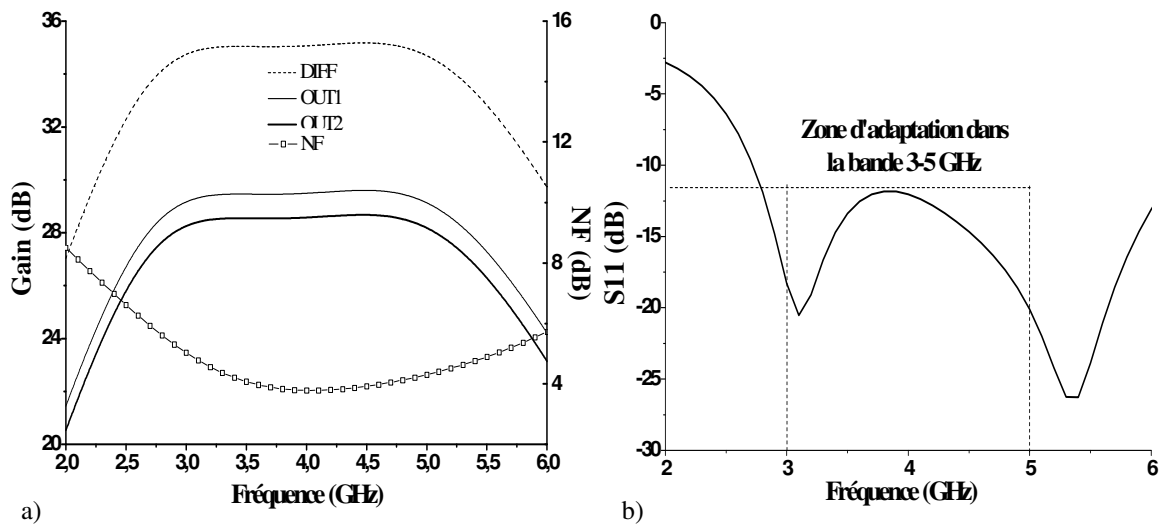


Figure III.3.3 Résultats des simulations fréquentielles du LNA S2D avec une charge connectée en sortie.

a) Courbes du gain single et gain différentiel du LNA S2D avec charge.

b) Coefficient de réflexion S11

➤ Conclusion

Les études des simulations réalisées précédemment montrent, d'une part, que le LNA S2D présente un gain linéaire supérieur à 30 dB pour des signaux d'amplitude inférieure à 5 mVcc (cf. figure III.3.1.a) et un point de compression de -18 dBm (cf. figure III.3.1.b). Par ailleurs, le gain est dégradé de 2 dB à cause de l'impédance d'entrée du squarer. Finalement, le LNA S2D présente un gain plat de 35 dB, une figure de bruit de 3,7 dB et un coefficient d'adaptation en entrée de -12 dB dans la bande 3-5 GHz (cf. figure III.3.3).

III.3.1.2. Pseudo Détecteur d'Énergie (PDE) :

Les études et analyses réalisées dans le chapitre II, nous ont montré que le PDE est un système performant en termes de sensibilité avec une portée de transmission qui dépend de l'amplitude du signal émis (cf. tableau II.5.7). De plus, le filtre passe bas n'a pas besoin d'un signal de commande comme dans le cas de l'intégrateur pour un détecteur d'énergie (DE) où le temps d'intégration permet de faire la récupération de l'énergie. Cette différence fait que le circuit du PDE est moins complexe à concevoir qu'un DE. Finalement, dans ce paragraphe nous allons démontrer que les équations théoriques que nous avons définies pour comprendre le comportement du pseudo détecteur d'énergie correspondent aux résultats de simulation au niveau transistor.

a. Squarer

La figure III.3.4.a montre de manière explicite la variation du signal sq_{out} en fonction du signal en entrée sq_{in} (signal ULB 3-5 GHz) comme nous l'avons démontré de manière analytique dans l'équation III.2.33. Sur la figure III.3.4.b nous pouvons observer que la diminution du facteur K_{SQ} se produit quand l'amplitude du signal sq_{in} augmente et force le squarer vers la zone de faible linéarité due à la variation des points de polarisation V_{GS} et V_{DS} des transistors T1 et T2. L'équation III.2.33 montre que le facteur de conversion atteint ça valeur maximale pour une forte valeur de l'impédance Z_{SQ_OUT} . Cette caractéristique du squarer est illustrée par la figure III.3.5 où pour une largeur (W_{T3}) de 0,15 μm nous obtenons un facteur K_{SQ} de 6,41.

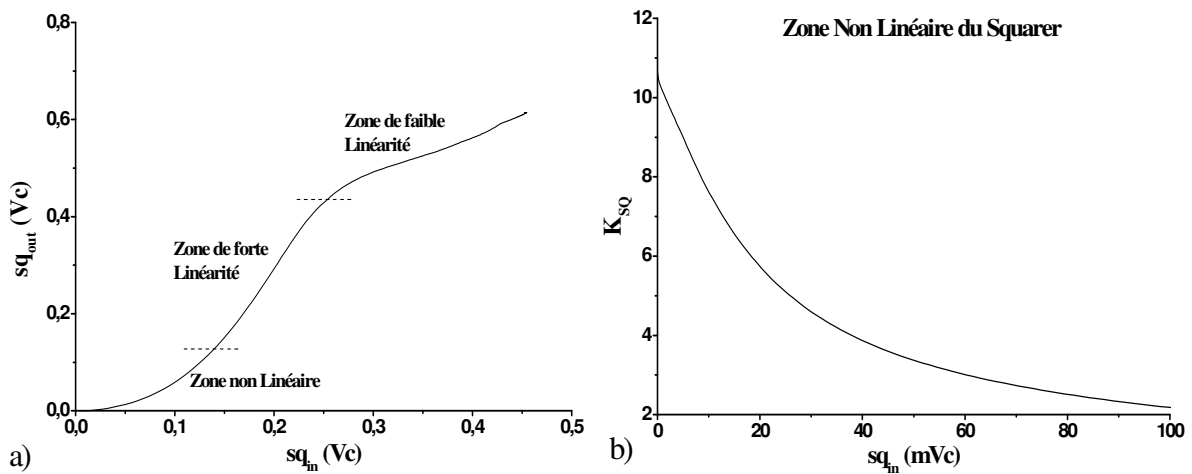
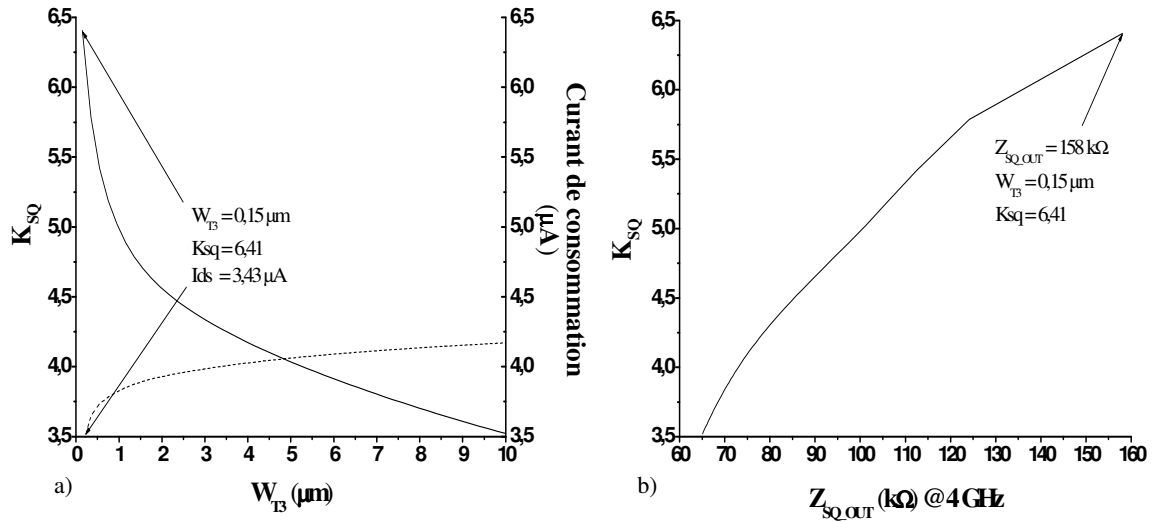


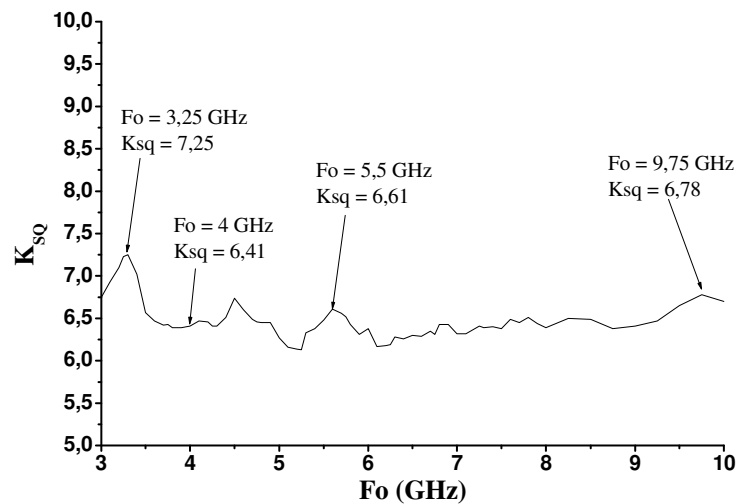
Figure III.3.4 a) Amplitude maximale sq_{out} en fonction de sq_{in} (signal ULB 3-5 GHz).

b) Facteur K_{SQ} en fonction du signal sq_{in}


 Figure III.3.5 Courbes caractéristiques du facteur de conversion du squarer K_{sq} .

- a) Facteur K_{sq} et courant consommé du squarer en fonction de la largeur du transistor T3 (W_{T3}).
 b) Facteur K_{sq} en fonction de l'impédance de sortie Z_{sq_OUT} (à 4GHz).

Dans l'étude théorique précédente, l'équation III.2.35 décrit l'influence de la fréquence centrale ($f = F_o$) du signal ULB sur le facteur de conversion du squarer. Ainsi, la figure III.3.6 illustre la variation du facteur K_{sq} en fonction de la fréquence centrale d'un signal ULB de 2 GHz de bande passante, d'amplitude constante et fixée à 20 mVc. Les résultats montrent que le facteur de conversion K_{sq} varie légèrement autour de 6,5 dans toute la bande 3-10 GHz et atteint une valeur maximale de 7,25 pour un signal centré sur 3,25 GHz.


 Figure III.3.6 Facteur K_{sq} en fonction de la fréquence centrale (F_o) du signal ULB (avec une amplitude de 20 mVc et 2 GHz de bande passante).

La figure III.3.7 montre la variation de l'impédance d'entrée sur la voie P du squarer Z_{SQ_INP} en fonction de la fréquence. Nous pouvons observer, comme l'indique l'équation III.2.25, que l'impédance d'entrée diminue en fonction de la fréquence de travail. Ceci introduit une contrainte du côté du LNA, car son gain peut se voir dégradé à cause de la faible impédance en entrée du squarer pour des fréquences supérieures à 5 GHz.

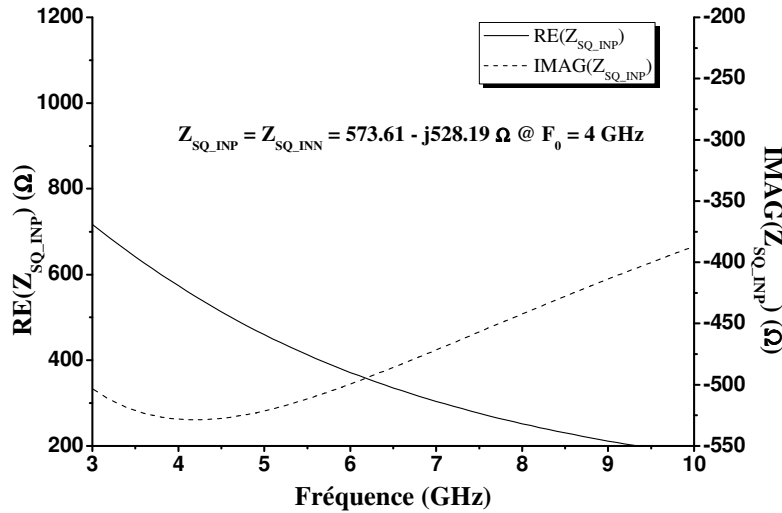


Figure III.3.7 Impédance en entrée du squarer.

Nous rappelons que nous avons choisi un V_{GS} de 0,2 V pour assurer la polarisation, dans la région sub-threshold, des transistors T1 et T2. De plus, nous allons réaliser l'analyse de l'influence, d'une part, du bruit propre du circuit (squarer) et d'autre part du signal ULB sur le niveau du bruit en sortie du squarer ($sq_{out}(t)$). Cette étude va permettre d'expliquer les limitations du squarer et le choix des dimensions des transistors T1 et T2. Dans un premier temps, nous avons étudié le bruit issu du squarer en absence du signal ULB. Sur la figure III.3.8 nous pouvons observer la densité spectrale de puissance (DSP) du bruit en sortie. Pour les fréquences inférieures à 10 GHz le squarer présente un bruit $1/f$ correspondant au bruit en bande de base et pour les hautes fréquences c'est le bruit gaussien qui devient important. Ces bruits propres au circuit du squarer vont déterminer les performances du récepteur en termes de sensibilité. Pour cette raison nous avons optimisé les dimensions de T1 et T2 pour que le signal en sortie (sq_{out}) puisse dépasser le niveau du bruit en sortie (sq_{out_bruit}). Dans un deuxième temps, nous avons analysé l'influence du signal ULB (superposé sur la tension de polarisation V_{GS}) sur le niveau de bruit en sortie du squarer. La figure III.3.9 montre la variation de la valeur efficace du bruit en sortie du squarer en fonction de la variation de la tension de polarisation (V_{GS}) autour de 0,2 V des transistors T1 et T2. Nous avons fait varier

la tension V_S entre zéro et deux volts en fixant la tension V_G égale à 0,8 V pour analyser le comportement du bruit en sortie du squarer. Ce résultat (cf. figure III.3.9.a) montre que le bruit atteint sa valeur efficace maximale de 1,1 mVrms pour une variation de 200 mV autour de la tension de polarisation. Nous avons réalisé la même analyse sur la grille des transistors, mais cette fois, nous avons fait varier la tension de V_G en fixant la tension V_S égale à 1 V. Nous avons obtenu le même résultat (cf. figure III.3.9.b). Finalement, cette étude montre que la valeur efficace du bruit dépend aussi de l'amplitude du signal ULB et que la sensibilité du squarer est limitée pour le bruit 1/f et non pour le bruit gaussien.

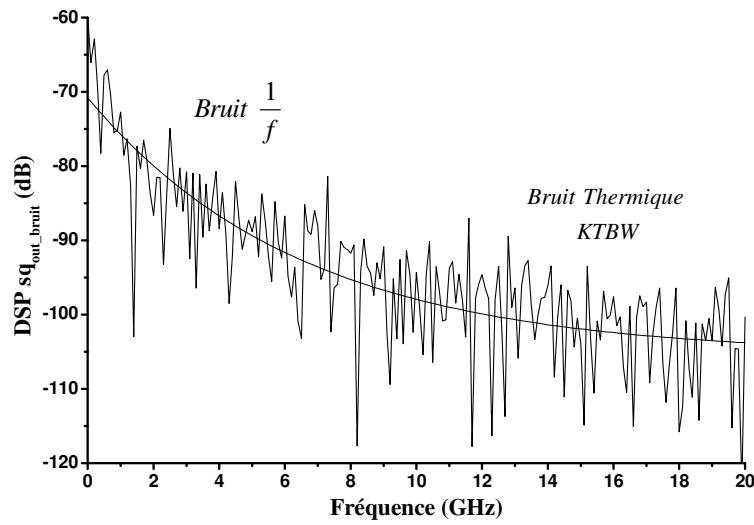


Figure III.3.8 DSP du bruit propre du squarer et du bruit gaussien.

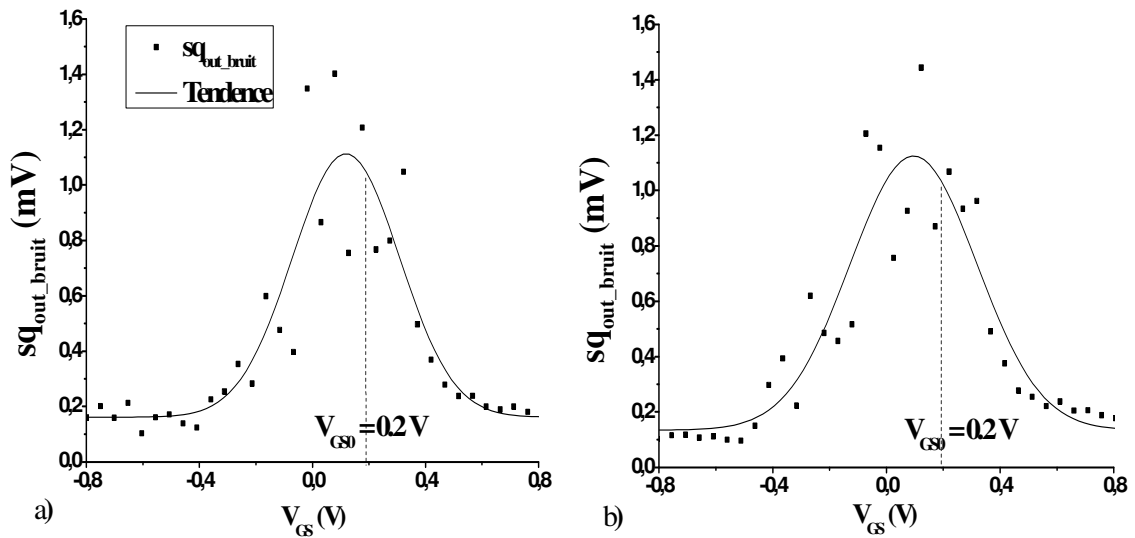


Figure III.3.9 Variation de la valeur efficace du bruit en sortie du squarer en fonction de V_{GS} de T1 et T2.

a) $V_G = 0,8$ V et V_S variable. b) $V_S = 1$ V et V_G variable

b. *Amplificateur Passe Bas (APB)*

La figure III.3.10.a montre le gain et la figure de bruit de l'amplificateur passe bas dans le domaine fréquentiel. Nous pouvons observer un gain supérieur à 35 dB et une figure de bruit de plus de 12,2 dB pour les signaux de fréquences inférieures à 1 GHz (bande passante du signal à la sortie du squarer). En outre, l'amplificateur présente une forte linéarité (cf. figure III.3.10.b), ayant un point de compression à 1 dB de 1,36 dBm. Dans ce domaine de fréquences, l'amplificateur présente une forte impédance en entrée et en sortie (cf. figures III.3.11). Une forte impédance en entrée est essentielle pour ne pas dégrader les performances du squarer.

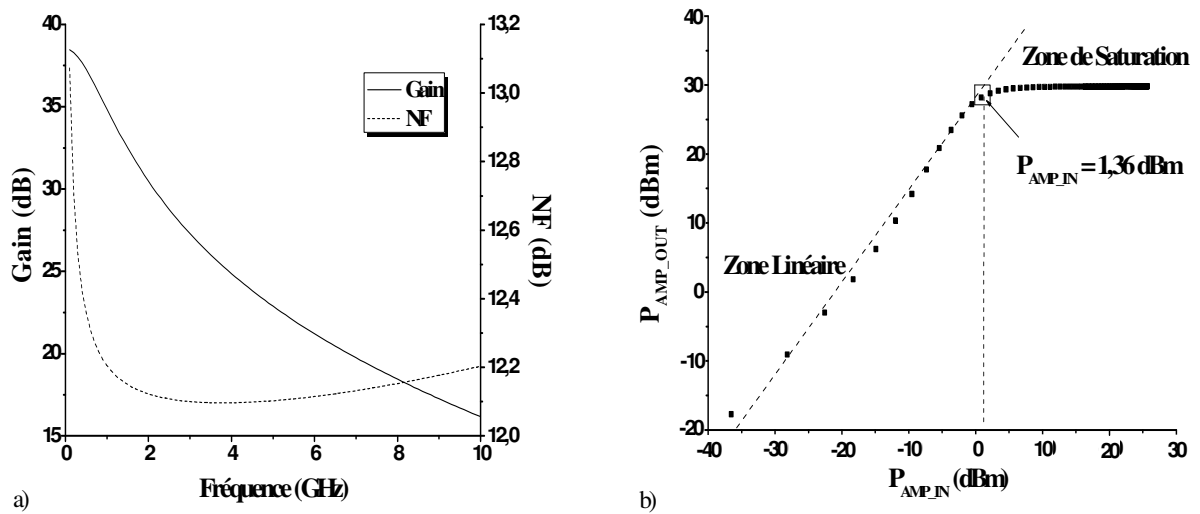


Figure III.3.10 a) Gain et noise figure de l'amplificateur.

b) Point de compression 1 dB

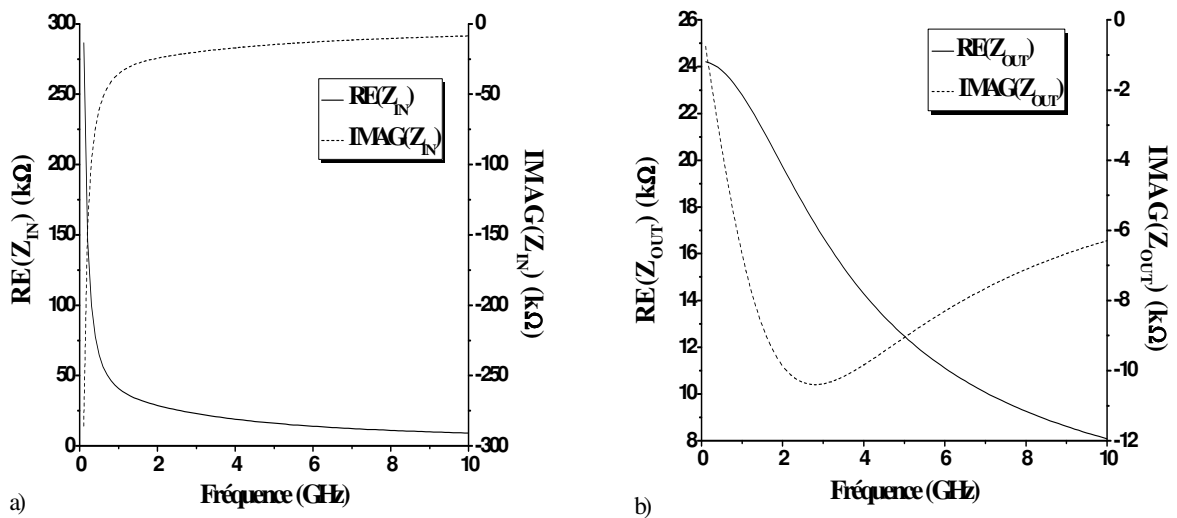


Figure III.3.11 a) Impédance en entrée de l'amplificateur passe bas.

b) Impédance en sortie de l'amplificateur passe bas.

c. Étage de Décision (ED)

La figure III.3.12 présente la réponse impulsionnelle de l'ED, où l'impulsion de test a une durée de 100 psec avec un temps de montée et de descente de 100 psec (cf. figure III.3.12.a). Les résultats montrent que l'ED présente une durée de 0,8 nsec avec un temps de montée τ_{BH} de 20 psec, un temps de descente τ_{HB} de 70 psec (cf. figure III.3.12.b). La figure III.3.12.b montre le signal en sortie du deuxième inverseur $V_X(t)$ et le signal en sortie de l'étage de décision $DEC_{OUT}(t)$. Nous pouvons observer que l'effet des inverseurs est d'élargir les impulsions. Par exemple, la durée τ' de l'impulsion en entrée du DEC à 0,6 V (cf. figure III.3.12.a) est équivalente à la durée de l'impulsion en sortie du premier étage (V_X) du DEC, et l'impulsion $DEC_{OUT}(t)$ a la largeur de $V_X(t)$ à 0,6 V (ceci est le seuil de basculement des inverseurs, cf. figure III.3.12.b). L'étage de décision présente une figure de bruit supérieure à 15 dB pour les fréquences inférieures à 1 GHz (cf. figure III.3.13.a). L'impédance de sortie de cet étage est approximativement de 1,9 k Ω (cf. figure III.3.13.b) entre 0 et 1 GHz.

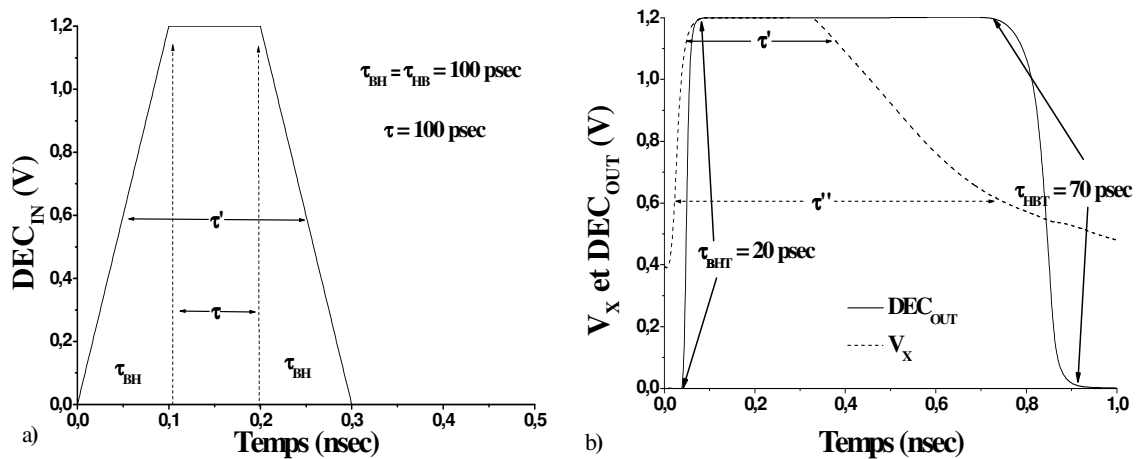


Figure III.3.12 Réponse impulsionnelle de l'ED. a) Signal de test. b) Réponse de l'ED.

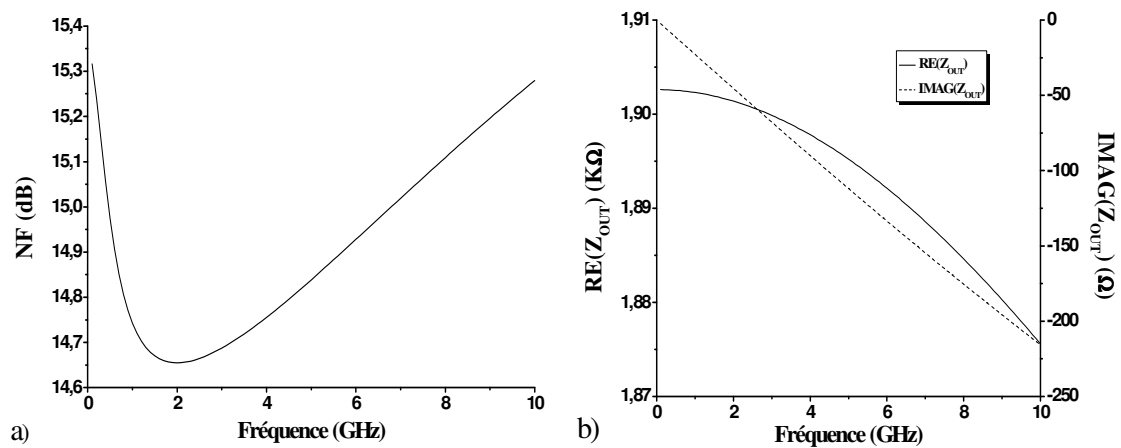


Figure III.3.13 a) Figure du bruit (NF) de l'ED. b) Impédance de sortie de l'ED.

III.3.1.3. Conclusion

Nous avons présenté dans cette partie les caractéristiques du récepteur 3-5 GHz obtenues à partir des résultats de simulation réalisées sous ADS et CADENCE. Ces résultats nous montrent que l'amplificateur faible bruit (LNA S2D) présente un gain différentiel plat de 35,5 dB (soit un gain de 29 dB pour la voie1 et 28 dB sur la voie2), et une figure de bruit qui varie entre 3,7 dB et 5 dB dans la bande 3-5 GHz (cf. figure III.3.3a). Le pseudo détecteur d'énergie (PDE) présente une sensibilité de 44 mVcc (en simulation) ayant un facteur de conversion K_{SQ} de 5,2 (cf. figure III.3.14). Le signal de test est une suite d'impulsions ULB en modulation OOK ($SQ_{IN}(t)$). Cette figure montre également, le comportement du signal dans le domaine fréquentiel (DSP), où l'impulsion ULB présente sa valeur maximale à F_0 égale à 4 GHz. Le signal en sortie du squarer présente une composante en basse fréquence (BF) autour de 0 Hz et une autre en haute fréquence autour de $2F_0$ (HF) avec une différence de puissance ΔP de 30 dB. L'amplificateur passe bas (APB) réagit en amplifiant la composante BF de 30 dB afin que l'étage de décision (ED) puisse détecter l'impulsion.

Les simulations montrent que d'une côté, le LNA S2D a une consommation de courant de 11,3 mA et le PDE 0,15 mA, et de l'autre côté, qu'il est envisageable d'optimiser le LNA S2D ainsi que le PDE pour obtenir de meilleurs performances. Un résumé des caractéristiques du LNA et du squarer avec les autres résultats publiés sont présentés dans les tableaux III.3.3 et III.3.4. Nous pouvons conclure qu'il faut optimiser le LNA S2D en termes de consommation d'énergie et le squarer en optimisant le facteur de conversion.

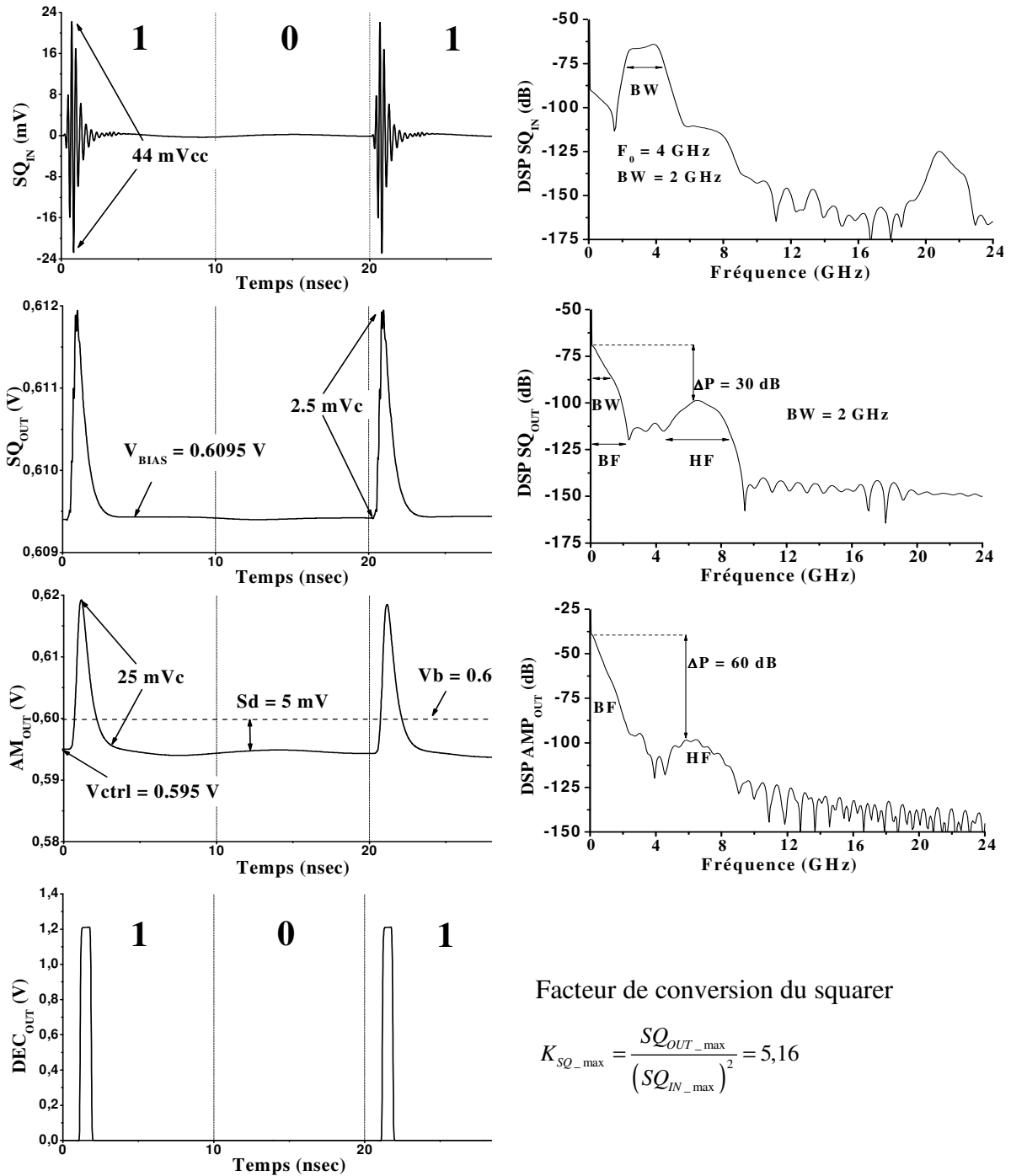


Figure III.3.14 Signaux ULB à travers du pseudo détecteur d'énergie.

Référence	Technologie CMOS	Gain (dB)	NF (dB)	BW (GHz)	S11 (dB)	P ₁ (dBm)	P _{DC} (mW)	Consommation (pJ/b @100Mbps)
Ce travail	130 nm	40	4	3-5	<-10	-18	13,77	137
[9]	180 nm	12-13,5	4,2-5	1,5-8,5	<-7,5	--	1,4	14
[10]	180 nm	12	3,8	3,1-10,6	<-9	--	9,8	98
[11]	90 nm	12,5	3-7	2,6-10,2	<-9	-12	7,2	72
[12]	180 nm	9,3-10	3,9-4,7	7,2-9,1	<-9	-14,5	16	160
[13]	130 nm	9,8	2,8	0,5-7	<-7	-25,4	11,5	115
[14]	130 nm	30	3,6-4,3	0,5-5,6	<-15	--	19	190

Tableau III.3.3 Performances du LNA.

Référence	Technologie CMOS	BW (GHz)	Fo (GHz)	Facteur de Conversion (dB)	P ₁ (dBm)	P _{DC} (μW)	Consommation (pJ/b @100Mbps)
Ce travail	130 nm	2	4	14,3	--	7,2	0,072
[8]	90 nm	0,5	3,2-4,6	4,1	--	0	0
[15]	180 nm	2	4	8,7	-19,5	8400	84
[16]	65 nm	1-10	--	14,5	-13,8	14400	144
[17]	180 nm	--	2-11	6,9	-3,5	25700	257
[18]	250 nm	0,7	1,2-4	22,5	--	4500	45
[19]	180 nm	2	4	5	-5	4680	46,8
[20]	180 nm	7	--	14	--	3600	36

†En déduit du résultat de mesure

Tableau III.3.4 Performances du squarer.

III.3.2. LAYOUT ET RESULTATS DE MESURE

Le layout et la photographie du récepteur non cohérent ULB 3-5 GHz réalisé en technologie CMOS 130 nm sont montrés dans les figures III.3.20 et III.3.21 respectivement. Le récepteur occupe une surface de $1,43 \text{ mm}^2$ en incluant les capacités de découplage, les plots de mesure et d'alimentation.

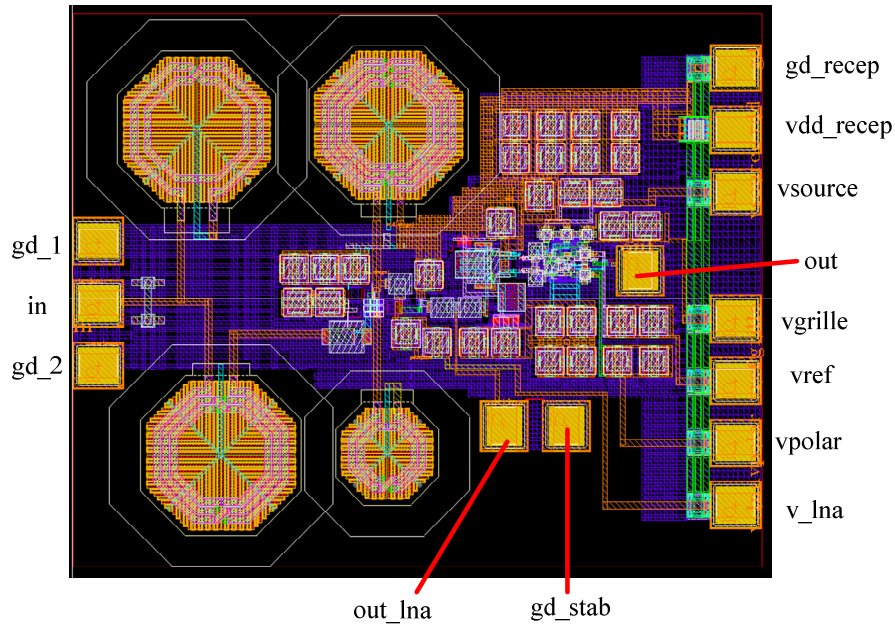


Figure III.3.15 Layout du récepteur non cohérent ULB 3-5 GHz.

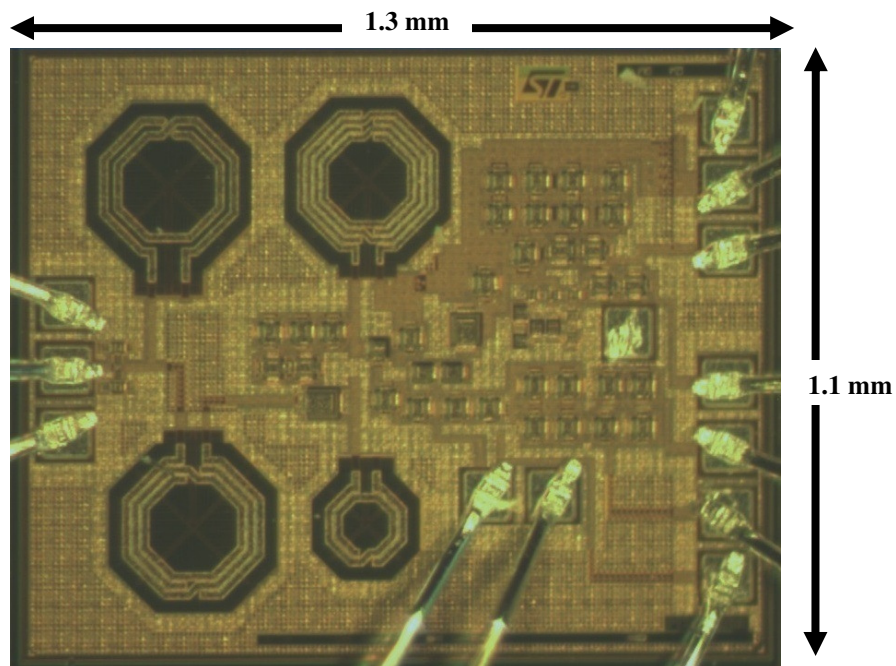


Figure III.3.16 Photo du circuit imprimé du récepteur non cohérent ULB 3-5 GHz.

Nous avons utilisé le générateur ULB 3-5 GHz réalisé par [21] et un atténuateur pour tester le récepteur. La figure III.3.22 montre une impulsion ULB 3-5 GHz bruitée d'amplitude 3,7 mVcc. Ce signal correspond à un taux d'erreur binaire (BER) de 10^{-4} soit une sensibilité de -88 dBm @ 100 kbps. La figure III.2.23 montre une suite des impulsions du même signal ULB à 100 Mbps ($R_{X_{IN}}$) détectée par le récepteur ($R_{X_{OUT}}$). Finalement, les performances du récepteur son illustrées par la figure III.3.24 et résumées par le tableau III.3.4.

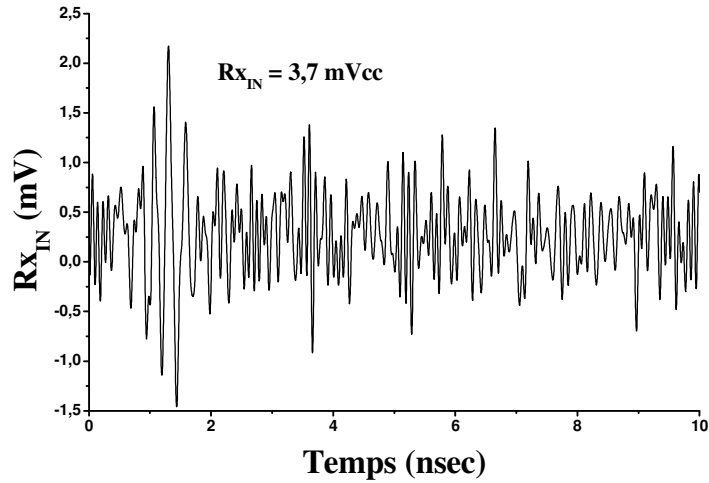


Figure III.3.17 Signal ULB 3-5 GHz en entré du récepteur

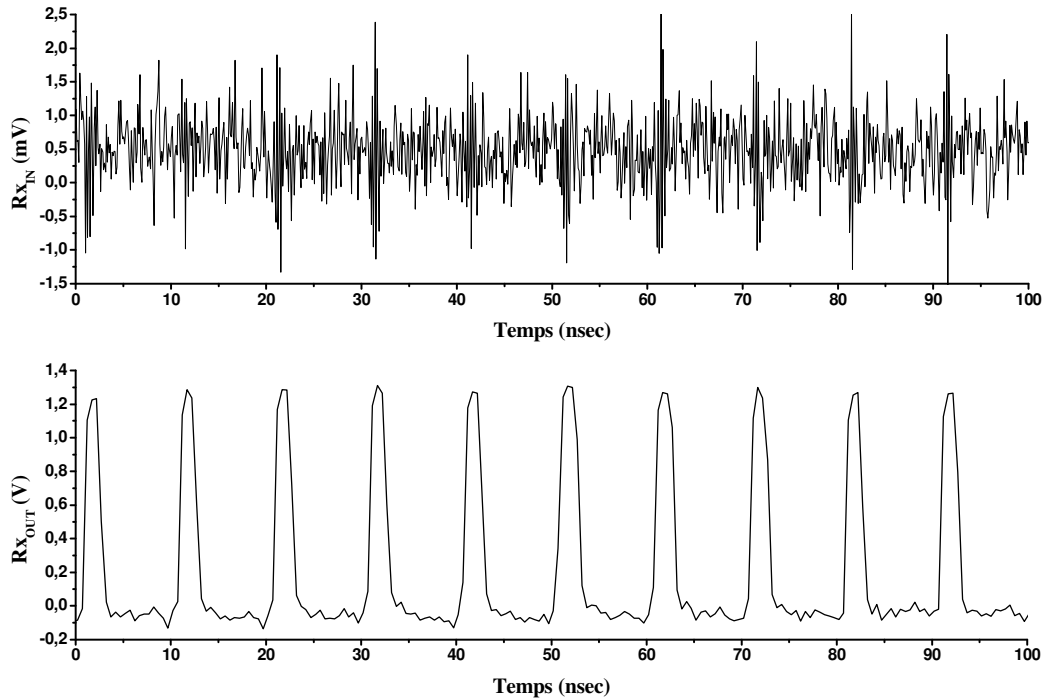


Figure III.3.18 Signal en entrée $R_{X_{IN}}$ et en sortie $R_{X_{OUT}}$ du récepteur

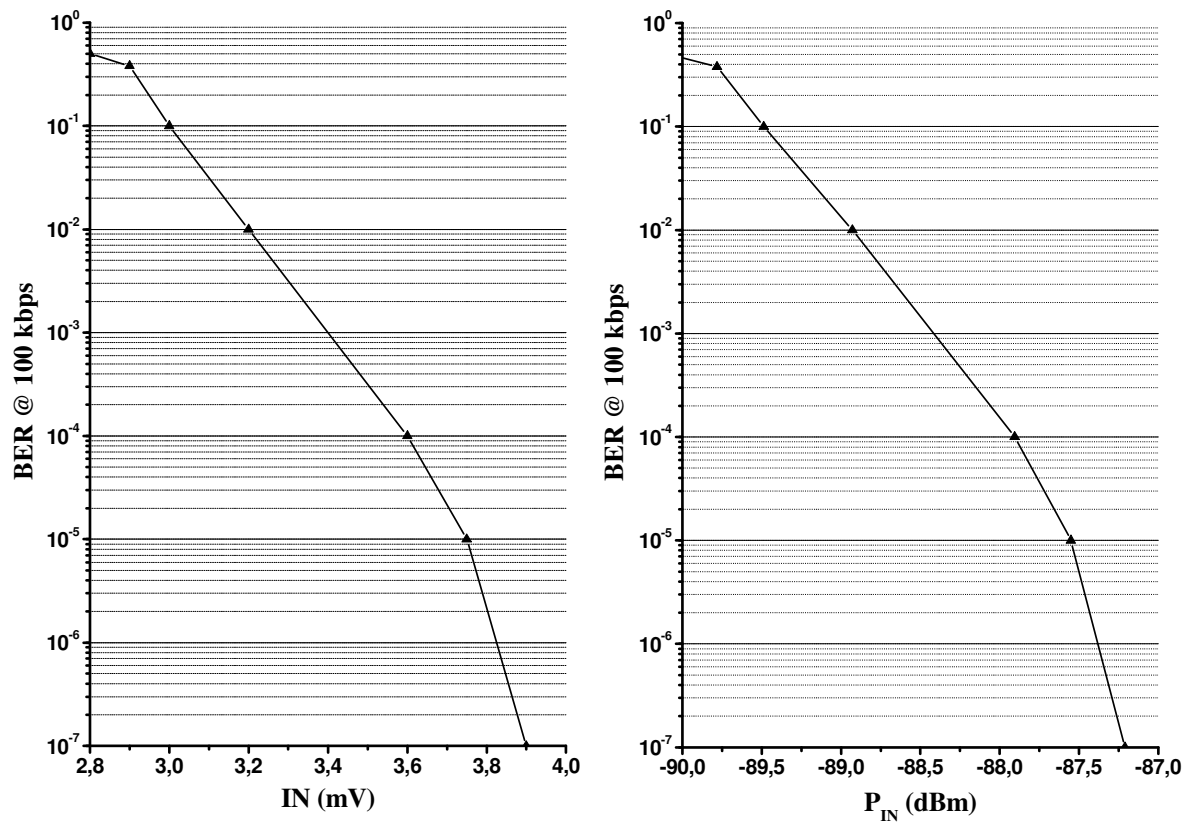


Figure III.3.19 BER du récepteur non cohérent ULB 3-5 GHz.

Paramètre	Valeur
Technologie	CMOS 0.13 μm
R_{XIN}	3,4 mVcc @ BER 10^{-3}
P_{RX}	-78dBm @ 1 Mbps
D_{TX}	2,11 m @ Tx 1.2 Vcc
F_0	4 GHz
BW	2 GHz
I_{TOTAL}	12 mA
P_{DC}	14,4 mW
V_{DC}	1,2 V

Tableau III.3.5 Performances du récepteur non cohérent ULB 3-5 GHz.

III.4. CONCLUSIONS

Dans la deuxième partie nous avons proposé une analyse théorique simple du fonctionnement du récepteur non cohérent ULB, montrant les paramètres du LNA, du squarer et l'amplificateur passe bas qui ont une forte influence dans leur fonctionnement en hautes fréquences.

Finalement, un récepteur non cohérent basé sur un pseudo détecteur d'énergie a été mis en œuvre. Les mesures d'un taux d'erreur binaire (BER) de 10^{-3} est atteint pour une amplitude crête-à-crête de 3,4 mVcc à l'entrée du récepteur. Cela correspond à une sensibilité du récepteur de -88,4dBm à 100 kbps et une consommation d'énergie de 14,4 mW. La portée de communication calculée du récepteur pour un signal ULB émise d'amplitude 1,2 Vcc est de 2,11 m (cf. équation III.4.1), ce qui est suffisant pour les applications WBAN.

$$D_{Tx} = \frac{C_0}{4 \cdot \pi \cdot f_0} \left(\frac{S_{Tx}}{S_{Rx}} \right) \quad \text{eq. III.4.1}$$

Référence	Technologie CMOS	Dimension (mm ²)	BW (GHz)	Fo (GHz)	d (m)	Rx IN (dBm)	Consommation	
							(mW)	(nJ/b)
Ce travail	130 nm	1,43	2	4	2,11	-88,4@100kbps	14,4	0,144@100Mbps
[22]	90 nm	2,3	1-2	nc	2,5	-81@100kbps	0,0143	0,143@100kbps
[23]	90 nm	2	1,9	4	0,1	-64@125Mbps	nc	0,09@500Mbps
[24]	180 nm	nc	3-10	nc	nc	-72,5@10Mbps	5,4	0,52@10Mbps
[25]	130 nm	2,25	1,25	7,25-8,5	3	-87@100kbps	4,2	0,84@5Mbps
[26]	130 nm	216	3-4	nc	1	-95,4@10Mbps	46,8	4,68@10Mbps
[27]	130 nm	nc	3,1-10	nc	10	-88,2@10Mbps	4,55	0,45@10Mbps
[28]	65 nm	0,3	4,6-5,4	5	0,05	-52,5@1Mbps	0,290	0,29@1Mbps
[29]	90 nm	0,6	3,6-4,3	nc	1,5	-60/-66@1Mbps	1,64/2,8	1,64/2,8@1Mbps
[30]	130 nm	8	0,1-1	4,5	nc	-78	34	1,10@31Mbps

Tableau III.4.1 Performance du récepteur non cohérent.

REFERENCES

- [1] Zigbee Alliance, “Advantages of Energy-Efficient ZigBee Remote Controls,” *ZigBee White Papers*, no. January, 2011.
- [2] R. Heydon, “Bluetooth® Low Energy Technology Basics,” *Bluetooth World, Shanghai*, pp. 1–25, 2013.
- [3] J. Lee, Y. Su, and C. Shen, “A Comparative Study of Wireless Protocols: Bluetooth, UWB, ZigBee, and Wi-Fi,” in *The 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, 2007, pp. 46–51.
- [4] G. Han and S. Edgar, “CMOS Transconductance Multipliers: A Tutorial,” *IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS—II*, vol. 45, no. 12, pp. 1550–1563, 1998.
- [5] M. Battista, J. Gaubert, A. Fanei, Y. Bachelet, M. Egels, and P. Pannier, “Design and implementation of UWB CMOS LC filters LNA for carrier less impulse radio receivers,” *Analog Integr Circ Sig Process*, pp. 379–388, 2010.
- [6] B. Marc, “Amplification Large Bandes et Récupération d ’ Energie pour Objets Communicants UWB-Pulsé,” *These Université Aix Marseille*, p. 2012, 2012.
- [7] N. Dehaese, M. Battista, R. Vauché, S. Bourdel, J. Gaubert, O. Fourquin, I. Umr, and C. De Saint-jérôme, “Low-Power CMOS Energy Detector for Non-coherent Impulse- Radio UWB Receivers,” no. Umr 6242, pp. 2–5.
- [8] F. S. Lee, A. P. Chandrakasan, and A. Abstract, “A 2.5 nJ/bit 0.65 V Pulsed UWB Receiver in 90 nm CMOS,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 12, pp. 2851–2859, 2007.
- [9] a. R. A. Kumar, A. Dutta, and S. G. Singh, “Noise-cancelled subthreshold UWB LNA for Wireless Sensor Network application,” *2012 IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, pp. 383–386, Sep. 2012.
- [10] H. Xiel, X. Wang, A. Wang, Z. Wang, C. Zhang, and B. Zhao, “A Fully-Integrated Low-Power 3.1-10.6GHz UWB LNA in 0.18um CMOS,” *IEEE*, pp. 197–200, 2007.
- [11] G. Sapone, G. Palmisano, S. Member, and A. A. Cmos, “A 3 – 10-GHz Low-Power CMOS Low-Noise Amplifier for Ultra-Wideband Communication,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, no. 3, pp. 678–686, 2011.
- [12] C. Yang, W. Hsieh, and Y. Chiang, “A Fully Integrated and High Linearity UWB LNA Implemented with Current-Reused Technique and Using Single-Biasing Voltage,” *IEEE Proceedings of the 10th European Conference on Wireless Technology*, no. October, pp. 94–97, 2007.
- [13] D. Mavridis, M. Papamichail, K. Efstathiou, and G. Papadopoulos, “A low power feedback LNA for UWB using current bleeding technique,” *2009 IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, vol. 2009, pp. 264–268, Sep. 2009.
- [14] S. Joo, T.-Y. Choi, J.-Y. Kim, and B. Jung, “A 3-to-5 GHz UWB LNA with a low-power balanced active balun,” *2009 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, pp. 303–306, Jun. 2009.
- [15] H. Wang, K. Wei, J. Lin, and H. Chuang, “A 1.2-V Low LO-Power 3-5 GHz Broadband CMOS Folded-Switching Mixer for UWB Receiver,” *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2008*, pp. 621–624, 2008.

- [16] S. K. Hampel, O. Schmitz, M. Tiebout, and I. Rolfes, "Low-voltage, inductorless folded down-conversion mixer in 65nm CMOS for UWB applications," *2009 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, no. 1, pp. 119–122, Jun. 2009.
- [17] P. Rao, T. Chang, C. Liang, S. Chung, S. Member, and A. Abstract, "An Ultra-Wideband High-Linearity CMOS Mixer With New Wideband Active Baluns," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 9, pp. 2184–2192, 2009.
- [18] C. A. Lin, T. Tong, O. K. Jensen, and T. Larsen, "Low-Power Fully Differential Ultra-Wide Band CMOS Multiplier for FM-UWB and IR-UWB Systems," *IEEE*, vol. 1, no. 2.
- [19] S. Lin, X. Sun, and L. Yang, "A High Linearity CMOS Micromixer for UWB Systems," *IEEE Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference 2007*, pp. 7–10, 2007.
- [20] L. Zhou, Y. P. Xu, and F. Lin, "A Gigahertz Wideband CMOS multiplier for UWB Transceiver," *2005 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp. 5087–5090, 2005.
- [21] R. Vauché, S. Bourdel, N. Dehaese, O. Fourquin, and J. Gaubert, "Fully Tunable UWB Pulse Generator with Zero DC Power Consumption," in *IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB)*, 2009, no. Umr 6242.
- [22] R. K. Dokania, X. Y. Wang, S. G. Tallur, and A. B. Apsel, "A Low Power Impulse Radio Design for Body-Area-Networks," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 58, no. 7, pp. 1458–1469, 2011.
- [23] C. Hu, S. Member, R. Khanna, J. Nejedlo, K. Hu, H. Liu, S. Member, P. Y. Chiang, and A. C. I. R. Architectures, "A90 nm-CMOS, 500 Mbps, 3–5GHz Fully-Integrated IR-UWB Transceiver With Multipath Equalization Using Pulse Injection-Locking for Receiver Phase Synchronization," *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS*, vol. 46, no. 5, pp. 3–5, 2011.
- [24] Z. Zou, Y. Ruan, L.-R. Zheng, and H. Tenhunen, "Impulse UWB energy detection receiver with energy offset synchronization scheme," *2009 IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, vol. 2009, pp. 540–544, Sep. 2009.
- [25] S. Soldà, M. Caruso, A. Bevilacqua, A. Gerosa, S. Member, D. Vogrig, and A. Neviani, "A 5 Mb/s UWB-IR Transceiver Front-End for Wireless Sensor Networks in 0.13 μ m CMOS," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 46, no. 7, pp. 1636–1647, 2011.
- [26] M. K. Kang and T. W. Kim, "CMOS IR-UWB Receiver for ± 9.7 -mm Range Finding in a Multipath Environment," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 59, no. 9, pp. 538–542, 2012.
- [27] R. Hamdi, A. Bounif, A. Desmarais, D. Deslandes, and F. Nabki, "A low-power OOK ultra-wideband receiver with power cycling," *IEEE 9th International New Circuits and systems conference*, pp. 430–433, Jun. 2011.
- [28] S. Gambini, J. Crossley, S. Member, E. Alon, and J. M. Rabaey, "A Fully Integrated, 290 pJ/bit UWB Dual-Mode Transceiver for cm-Range Wireless Interconnects," vol. 47, no. 3, pp. 586–598, 2012.
- [29] M. Crepaldi, C. Li, J. R. Fernandes, S. Member, and P. R. Kinget, "An Ultra-Wideband Impulse-Radio Transceiver Chipset Using Synchronized-OOK Modulation," vol. 46, no. 10, pp. 2284–2299, 2011.
- [30] D. Lachartre, B. Denis, D. Morche, L. Ouvry, M. Pezzin, B. Piaget, J. Prouvé, and P. Vincent, "A 1.1nJ/b 802.15.4a-Compliant Fully Integrated UWB Transceiver in 0.13 μ m CMOS," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, pp. 312–314, 2009.

CHAPITRE IV

OPTIMISATION DU RECEPTEUR ULB ET NOUVELLES ARCHITECTURES DU DETECTEUR D'ENERGIE

IV.1. INTRODUCTION

La compréhension du fonctionnement du transistor CMOS est un point essentiel dans la conception des circuits intégrés. En plus, l'étude des divers effets dus à la fréquence de fonctionnement est primordiale au moment de choisir l'architecture des circuits pour la conception du récepteur. En particulier, la détection des impulsions reçues est l'un des points les plus critiques d'un récepteur ULB pour la radio impulsionnelle. L'objectif de ce chapitre est de proposer des pistes d'amélioration de la chaîne développée. À cette fin, nous présenterons une étude approfondie des régimes de forte et faible inversion de manière à identifier quel régime est mieux adapté pour la conception de chaque bloc du circuit RF. En effet, le type de détection et les performances du détecteur vont déterminer les caractéristiques du récepteur concernant sa sensibilité, sa portée et son taux d'erreur binaire. Compte tenu des principales applications visées dans le cadre de cette thèse (WPAN, WBAN, WSN) les principaux critères de performances recherchés pour le récepteur sont, outre la sensibilité, la consommation de puissance et la simplicité de l'architecture.

D'après les études réalisées dans le chapitre 2 sur la différence entre un pseudo détecteur d'énergie et un détecteur d'énergie où le premier est réalisé avec un filtre passe bas en sortie du squarer et le deuxième avec un intégrateur, nous avons opté pour optimiser le pseudo détecteur d'énergie avec un filtre passe bas ayant une fréquence de coupure réglable. En se basant sur les études menées dans le chapitre 3, nous avons choisi d'améliorer le circuit du squarer et proposer des nouvelles architectures qui puissent augmenter le facteur de conversion K_{SQ} et sa sensibilité.

IV.2. TRANSISTOR MOS

Le transistor MOS fut développé dans les années 1960 en ne réalisant que des transistors de type N. Quelques années plus tard, avec l'avancement de la technologie, est devenue possible la réalisation des transistors de type N et de type P dans la même plaque de silicium. Ce type de technologie est appelé « complementary MOS » (CMOS). La technologie CMOS va rapidement être utilisée pour la conception des circuits numériques. Leur performance en termes de dissipation d'énergie, de faible coût de fabrication et la capacité d'intégrer la technologie numérique et analogique dans une même puce ont fait de celle-ci la préférée pour la conception des circuits intégrés. Une attention toute particulière doit ainsi être portée sur ce dernier, afin d'en tirer les meilleurs compromis entre fréquence d'utilisation et consommation au fur et à mesure que les technologies évoluent. De plus, la réduction de la taille des transistors et plus particulièrement celle de la longueur de canal est telle que de nouveaux phénomènes sont apparus dans les transistors en même temps que l'augmentation de leurs courants de fuite.

La figure IV.2.1 montre la structure des transistors NMOS (canal n) ou PMOS (canal p) qui reposent sur un substrat de silicium faiblement dopé de type p (ou n respectivement), où sont créées deux prises de contact (source et drain) par l'implantation de silicium fortement dopé N ou P. Entre ces deux prises, un isolant fin de silice ou oxyde de silicium est obtenu par croissance sur le substrat jusqu'à ce que celui-ci atteigne l'épaisseur souhaitée. Enfin, une couche conductrice en silicium très fortement dopée ou silicium poly-cristallin est déposée sur l'isolant et constitue la grille.

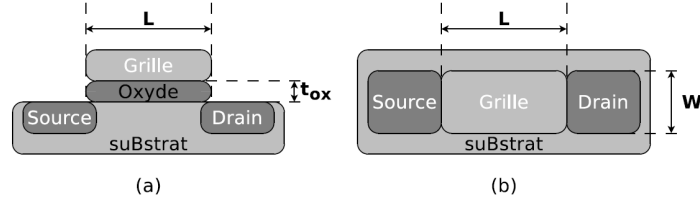


Figure IV.2.1 Structure du transistor MOS. a) Vue de coupe. b) Vue de dessus.

Dans les paragraphes qui suivent sont présentés les modèles du transistor MOS en régime de forte et faible inversion en détaillant la région sub-threshold qui est la base dans la conception du détecteur d'énergie. Nous allons étudier les caractéristiques du transistor canal long. Le modèle de ce type de transistor reste valable dans l'étude des circuits analogiques RF réalisés dans cette thèse.

IV.2.1. RÉGIME FORTE INVERSION

Un transistor peut être considéré dans le régime de forte inversion si la V_{GS} est plus important que la tension de seuil V_{TH} du MOS de telle manière à créer un canal (de type n ou p) de conduction pour donner lieu à un courant de dérive (conduction). Ce courant est produit pour les électrons fournis par la source et circulent en direction du drain sous l'effet du champ électrique présent dans le transistor. Ce mouvement des électrons génère un courant I_{DS} statique qui circule du drain vers la source. Le courant I_{DS} est contrôlé par la tension V_G qui va créer deux régions de fonctionnement du transistor : la région linéaire ou triode et la région de saturation.

IV.2.1.1. Tension de Seuil

La tension de seuil est définie par le potentiel de surface pour lequel est généré un canal de conduction entre la grille et la source. Elle est définie par :

$$V_{THn} = V_{TH0} + \gamma \left[\sqrt{2\phi_F + V_{SB}} - \sqrt{2\phi_F} \right] \quad V_{THp} = V_{TH0} - \gamma \left[\sqrt{-2\phi_F - V_{SB}} - \sqrt{-2\phi_F} \right] \quad \text{eq. IV.2.1}$$

$$V_{TH0} = V_{FB} + 2\phi_F \quad V_{FB} = \phi_{MS} - \frac{Q'_0}{C'_{OX}} \quad \gamma = \frac{\sqrt{2qN_A\epsilon_S}}{C'_{OX}} \quad \text{eq. IV.2.2}$$

Où V_{FB} est la tension de bandes plates, ϕ_F le potentiel de Fermi, ϕ_{MS} le potentiel entre le métal et le semi-conducteur, C'_{OX} est la capacité de l'oxyde, Q'_0 est la charge positive fixe à l'interface entre l'oxyde et le semi-conducteur, q est la charge de l'électron, N_A le dopage et ϵ_S la permittivité électrique du silicium.

IV.2.1.2. Région Linéaire ou Triode

Le transistor est dit dans la région linéaire quand il existe une différence de potentiel entre la grille et la source V_{GS} supérieure à V_{TH} du transistor et la tension entre le drain et la source V_{DS} est inférieure à $V_{GS} - V_{TH}$. Dans cette région le courant I_{DS} est linéairement proportionnel au potentiel V_{DS} et peut être interprété comme étant une conductance (I_{DS}/V_{DS}) contrôlé par V_{GS} . Le tableau I.2.1 résume de manière simple les caractéristiques des transistors NMOS et PMOS.

IV.2.1.3. Région de Saturation

Le transistor entre dans la région de saturation quand la tension entre le drain et la source V_{DS} dépasse la limite appelée tension de pincement (pinch off) qui est définie comme la différence entre la tension grille-source V_{GS} et la tension de seuil V_{TH} . Dans cette région, le transistor se comporte comme une source de courant presque parfaite car il existe un phénomène appelé effet Early qui introduit une faible variation du courant (cf. tableau I.2.1).

IV.2.2. RÉGIME FAIBLE INVERSION

Un transistor MOS est considéré en régime de faible inversion quand la tension V_{GS} est inférieure à la tension de seuil V_{TH} . Dans cette condition le courant drain-source I_{DS} est différent de zéro. Donc, le transistor n'est pas bloqué comme c'était défini il y a quelques années dans le modèle de Schottky du transistor MOS. Pendant des années, le besoin d'optimiser la consommation d'énergie tout d'abord des systèmes numériques et après dans la conception de mémoires avait poussé les concepteurs numériques à s'intéresser à ce régime de fonctionnement du transistor MOS. Ces dernières années, les concepteurs analogiques qui travaillent dans les domaines des communications RF se sont intéressés à ce régime de fonctionnement pour réduire la consommation des systèmes RF.

IV.2.2.1. Tension de Seuil

La tension de seuil diffère de celle déjà connue dans les régions linéaires et de saturation mais elles sont très proches quand la tension V_{SB} est nulle.

$$V_{THn} = \phi_{MS} - \frac{Q_0}{C'_{OX}} + 1.5\phi_F + \gamma\sqrt{1.5\phi_F + V_{SB}} \quad \text{eq. IV.2.3}$$

Transistor	Régime	Linéaire ou Triode	Saturation
NMOS	Conditions	$V_{GS} > V_{THn} \quad \text{et} \quad V_{DS} < V_{GS} - V_{THn}$	$V_{GS} > V_{THn} \quad \text{et} \quad V_{DS} \geq V_{GS} - V_{THn}$
	I_{DS}	$k_n \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{THn}) V_{DS} - \frac{1}{2} (1 + \delta) V_{DS}^2 \right]$	$\frac{1}{2} k_n \frac{W}{L} \cdot \frac{(V_{GS} - V_{THn})^2}{(1 + \delta)} (1 + \lambda V_{DS})$
	g_m	$k_n \frac{W}{L} V_{DS}$	$k_n \frac{W}{L} \cdot \frac{(V_{GS} - V_{THn})}{(1 + \delta)} = 2 \frac{I_{DS}}{(V_{GS} - V_{THn})}$
	g_d	$k_n \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{THn}) - (1 + \delta) V_{DS} \right]$	$\frac{I_{DS}}{V_A}$
	C_{gd}	$\frac{1}{2} W \cdot L \cdot C'_{OX}$	0
	C_{gs}	$\frac{1}{2} W \cdot L \cdot C'_{OX}$	$\frac{2}{3} W \cdot L \cdot C'_{OX}$
PMOS	Conditions	$V_{SG} > V_{THp} \quad \text{et} \quad V_{SD} < V_{SG} - V_{THp}$	$V_{SG} > V_{THp} \quad \text{et} \quad V_{SD} \geq V_{SG} - V_{THp}$
	I_{SD}	$k_p \frac{W}{L} \left[(V_{SG} - V_{THp}) V_{SD} - \frac{1}{2} (1 + \delta) V_{SD}^2 \right]$	$\frac{1}{2} k_p \frac{W}{L} \cdot \frac{(V_{SG} - V_{THp})^2}{(1 + \delta)} (1 + \lambda V_{SD})$
	g_m	$k_p \frac{W}{L} V_{SD}$	$k_p \frac{W}{L} \cdot \frac{(V_{SG} - V_{THp})}{(1 + \delta)} = 2 \frac{I_{SD}}{(V_{SG} - V_{THp})}$
	g_d	$k_p \frac{W}{L} \left[(V_{SG} - V_{THp}) - (1 + \delta) V_{SD} \right]$	$\frac{I_{SD}}{V_A}$
	C_{gd}	$\frac{1}{2} W \cdot L \cdot C'_{OX}$	0
	C_{gs}	$\frac{1}{2} W \cdot L \cdot C'_{OX}$	$\frac{2}{3} W \cdot L \cdot C'_{OX}$

$$k_n = \mu_n C'_{OX} \quad , \quad \lambda = \frac{1}{V_A} \quad \text{et} \quad V_A = 0.15 L \sqrt{N_A}$$

Tableau IV.2.1 Un résumé du model des transistors NMOS et PMOS

IV.2.2.2. Région Sub-threshold

D'après le modèle de Schottky, le courant drain-source est nulle pour une tension grille-source (V_{GS}) inférieure à la tension de seuil (V_{TH}). Cependant, cette approche n'est pas valide car dans cette région, le potentiel de surface reste supérieur au potentiel de température V_T et inférieur à deux fois le potentiel de Fermi ϕ_F . Donc, il existe une très faible couche d'inversion qui génère un faible courant drain-source I_{DS} . En outre, il est possible de négliger le courant de dérive du transistor car la charge d'inversion a une valeur très faible dans tout le dispositif. Cette charge d'inversion est fortement dépendante, au niveau de la source de la tension $V_S - V_{SB}$ et, au niveau du drain, de la tension $V_S - V_{DB}$ (cf. équation IV.2.4). Ainsi, quand la charge d'inversion est très faible, le potentiel de surface dépend uniquement de la tension de grille et reste constant tout le long du canal (cf. équation IV.2.6).

$$Q'_i(0) = -\frac{\gamma C'_{OX}}{2} \frac{V_T}{\sqrt{V_s(0)}} e^{\left[\frac{V_s(0) - V_{SB} - 2\phi_F}{V_T} \right]} \quad \text{et} \quad Q'_i(L) = -\frac{\gamma C'_{OX}}{2} \frac{V_T}{\sqrt{V_s(L)}} e^{\left[\frac{V_s(L) - V_{DB} - 2\phi_F}{V_T} \right]} \quad \text{eq. IV.2.4}$$

$$\text{avec} \quad \gamma = \frac{\sqrt{2qN_A \epsilon_s}}{C'_{OX}} \quad \text{eq. IV.2.5}$$

$$V_s(0) = V_s(L) = \left(-\frac{\gamma}{2} + \sqrt{\frac{\gamma^2}{4} + V_{GB} - V_{FB}} \right)^2 \quad \text{eq. IV.2.6}$$

Le courant I_{DS} peut alors être défini de la manière suivante :

$$I_{DS} = -\mu_N \frac{W}{L} V_T Q'_i(0) \left[1 - \frac{Q'_i(L)}{Q'_i(0)} \right] = -\mu_N \frac{W}{L} V_T Q'_i(0) \left[1 - e^{-\frac{V_{DS}}{V_T}} \right] \quad \text{eq. IV.2.7}$$

D'après les équations IV.2.4 et IV.2.6, le courant drain-source peut être redéfini sous une forme plus lisible.

$$I_{DS} = I_{D0} e^{\frac{V_{GS} - V_{TH}}{nV_T}} \left(1 - e^{-\frac{V_{DS}}{V_T}} \right) \quad \text{où} \quad I_{D0} = \mu_N C'_{OX} \frac{W}{L} (n-1) V_T^2 \quad \text{eq. IV.2.8}$$

$$\text{avec } n = \frac{dV_G}{dV_S} = 1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{V_S}} = 1 + \frac{C'_{SI}}{C'_{OX}} \quad \text{eq. IV.2.9}$$

La région sub-threshold présente deux modes de fonctionnement. D'un côté, lorsque V_{DS} est inférieure à V_T le courant I_{DS} devient très faible et s'approche de zéro. De l'autre côté, lorsque V_{DS} est supérieure à V_T le courant I_{DS} devient fortement dépendant de V_{GS} (cf. équation IV.2.10). Ces aspects sont mieux expliqués pour la figure IV.2.2. Le courant I_{DS} à $V_{BS} = 0$ du transistor dans le régime de faible inversion a un comportement semblable à celui du transistor en forte inversion, sauf qu'en faible inversion le courant normalisé par W/L est de l'ordre de quelques nano ampères. La région sub-threshold présente trois modes de fonctionnement connus dans le régime forte inversion : bloqué ($V_{GS} = 0$), linéaire ($V_{DS} < 4V_T$) et saturation ($V_{DS} \geq 4V_T$).

$$I_{DS} = I_{D0} e^{\frac{V_{GS} - V_{TH}}{nV_T}} \quad \text{et} \quad g_m = \frac{I_{DS}}{nV_T} \quad \text{eq. IV.2.10}$$

Dans le contexte de cette thèse nous nous intéressons au fonctionnement du transistor dans la zone de saturation à $V_{GS} = V_{TH}$ pour optimiser le dessin du circuit du squarer. La région sub-threshold présente des avantages pour la conception de circuits à faible consommation d'énergie et il est envisageable de pouvoir concevoir d'autres types de circuits tels que des filtres ou encore de réaliser des amplificateurs à faible bruit [1][2].

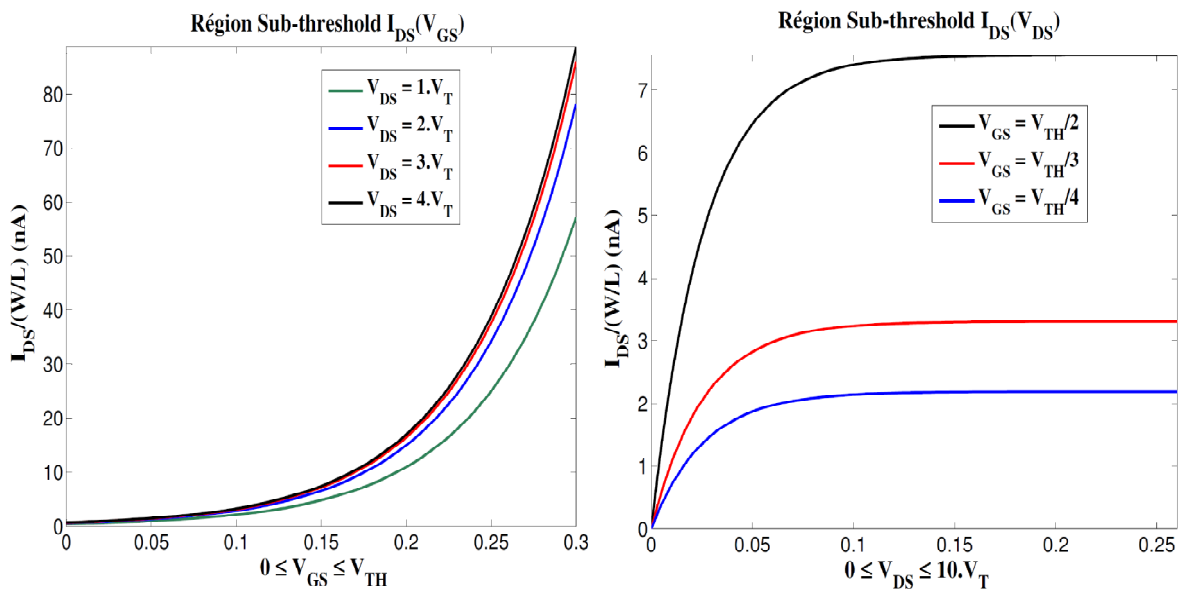


Figure IV.2.2 Courbes caractéristiques du transistor CMOS dans la région sub-threshold.

IV.2.3. MODÈLE PETIT SIGNAL

À la différence des modèles du transistor dans la région de forte inversion, les transconductances g_m et g_{ds} sont indépendantes du rapport W/L (cf. équation IV.2.10). Cette équation montre que g_m est très faible et g_{ds} dévient nulle lorsque V_{DS} augmente, cela implique une forte impédance de sortie.

$$g_m = \frac{I_{DS}}{nV_T} \quad \text{et} \quad g_{ds} = \frac{I_{DS}}{V_T} \left(\frac{e^{\frac{V_{DS}}{V_T}}}{1 - e^{-\frac{V_{DS}}{V_T}}} \right) \quad \text{eq. IV.2.11}$$

Dans le régime de faible inversion, la charge dans la couche d'inversion est négligeable devant la longueur du canal et la grille voit la zone de déplétion directement depuis l'oxyde. Une petite augmentation de la tension du substrat entraînera quelques changements dans la charge qui sera équilibrée par une charge sortant par la borne de la grille. La variation du potentiel de la source et du drain pourrait avoir un impact sur la charge de la couche d'inversion. Cependant, cette charge devient négligeable devant la charge de la grille ou du substrat. Les capacités intrinsèques du transistor son définies de la manière suivante.

$$C_{gb} = C_{OX} \frac{\gamma}{2\sqrt{\gamma^2 / 4 + V_{GB} - V_{FB}}} \quad \text{eq. IV.2.12}$$

$$C_{gd} \approx C_{gs} \approx C_{bd} \approx C_{bs} \approx 0 \quad \text{eq. IV.2.13}$$

À partir de ces expressions, la fréquence intrinsèque de fonctionnement du transistor peut être définie de la manière suivante.

$$\omega_i = \frac{g_m}{C_{gb}} = \frac{\mu V_T}{L^2} \left(\frac{I_{DS}}{I_{DS_MAX}} \right) \quad \text{eq. IV.2.14}$$

L'équation précédente montre que, quand le courant I_{DS} est maximal, la fréquence intrinsèque du transistor devienne dépendante de la mobilité, de la tension thermique et de la longueur du canal. Ce dernier paramètre est important lors du dimensionnement du transistor et déterminant pour le comportement du circuit à hautes fréquences.

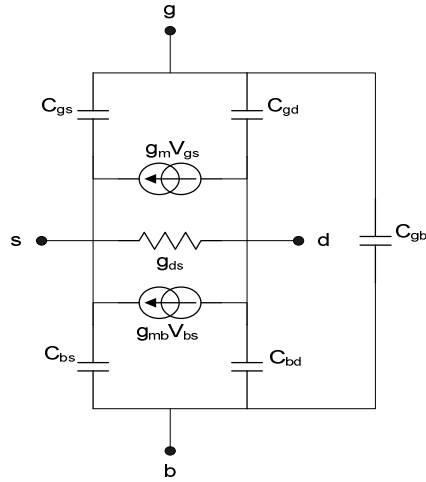


Figure IV.2.3 Schéma petit signal du transistor MOS.

IV.2.4. CONCLUSION

Dans cette partie, nous avons expliqué les divers modes de fonctionnement du transistor MOS dans le régime de faible et forte inversion. Nous avons expliqué plus en détail le mode de fonctionnement du transistor dans la région sub-threshold. Ceci est très important, car dans cette région, le circuit a une très faible consommation de courant de l'ordre de quelque dizaine de nano ampères. Finalement, nous avons vu que dans le régime de faible inversion, la seule capacité parasite non nulle est C_{gb} , ainsi que la fréquence intrinsèque de fonctionnement du transistor est liée à sa transconductance et à C_{gb} .

IV.3. NOUVELLES ARCHITECTURES

Le besoin d'optimiser les performances du récepteur ULB en termes de sensibilité et de consommation d'énergie nous impose à chercher des nouvelles architectures. Les recherches réalisées sur le LNA proposent des systèmes de très faible consommation d'énergie utilisant la technique de power gating. Il y a aussi des LNA qui sont conçus avec des transistors MOS polarisés dans la région sub-threshold comme présentés par [1][2], mais l'inconvénient de ces structures est leur faible gain. Pour le compenser, il est nécessaire d'utiliser des selfs. Ce choix augmente la taille du circuit. Cependant, dans le cadre de notre recherche nous allons proposer de nouvelles architectures pour optimiser les performances du récepteur ULB.

IV.3.1. ÉTAT DE L'ART SUR LE SQUARER

Le circuit du squarer joue un rôle très important dans la détection des signaux ULB. La sensibilité de détection a une influence sur la sensibilité totale du récepteur et impose les caractéristiques que doit avoir le LNA pour ne pas dégrader les performances. Dans la littérature il existe des méthodes pour la conception des circuits multiplieurs. Par exemple, il est présenté dans [4] un classement des multiplieurs en fonction des différents régimes de fonctionnement du transistor MOS (cf. tableau IV.3.1). Les aspects les plus importants à traiter dans un multiplieur sont : le gain de conversion, la linéarité et la bande passante [4], [5], [6]. Le tableau IV.3.1 montre rapidement les diverses manières pour réaliser les squarer avec la technologie CMOS. Ces circuits sont basés sur l'addition de courants provenant de transistors fonctionnant en régime linéaire ou saturé. Dans [6] est présenté un squarer basé sur la cellule de Gilbert.

Cette méthode (cf. figure IV.3.1.a), la fonction quadratique est réalisée par une combinaison de transistors polarisés dans la région linéaire (M1 – M4) et dans la région de saturation (M5 – M8). De plus, un étage qui sert de buffer et d'amplificateur est ajouté (M9 – M10) pour améliorer le facteur de conversion du squarer. Ce circuit a une consommation de 1,8 mA sous 2,5 V soit une consommation de 4,5 mW. Sa bande passante est de 700 MHz autour des fréquences 1,2 GHz et 4 GHz. En outre, le gain de conversion se maintient constant dans toute la bande passante mais il souffre d'une dégradation de 1 dB lorsque la fréquence centrale de l'impulsion passe de 1,2 GHz à 4 GHz (cf. figure IV.3.1.b).

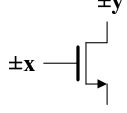
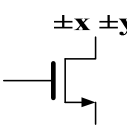
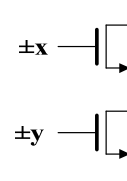
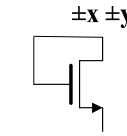
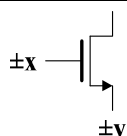
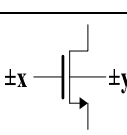
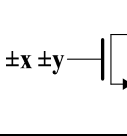
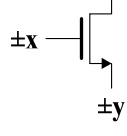
Région d'Opération	Méthode d'Injection du Signal d'Entrée	Paramètre Affecté	Méthode d'Annulation	Commentaire
Linéaire	a) 	$V_{GS}V_{DS}$	Multiplication Simple	$V_{gs} > V_T$ $V_{ds} < V_{gs} - V_T$ $I_{ds} = \beta \left[(V_{gs} - V_T) * V_{ds} - \frac{1}{2} V_{ds}^2 \right]$
	b) 	V_{DS}^2	Squarer	
	c) 	$V_{GS}V_{DS}$	Multiplication Simple	
Saturation	d) 	V_{GS}^2	Squarer	$V_{gs} > V_T$ $V_{ds} \geq V_{gs} - V_T$ $I_{ds} = \frac{1}{2} \beta (V_{gs} - V_T)^2$
	e) 	V_{GS}^2	Squarer	
	f) 	V_{GB}^2	Squarer	
	g) 	V_{GS}^2	Squarer	
	h) 	V_{GS}^2	Cellule de Gilbert	

Tableau IV.3.1 Résumé du mode de fonctionnement du multiplieur [4].

La figure IV.3.2 résume le travail présenté par [7] où le squarer est réalisé avec deux transistors de type NMOS polarisés dans la région sub-threshold. Les condensateurs de liaison C_S permettent d'appliquer le signal de la source de M1 à la grille de M2 et vice-versa. Les selfs L_S permettent d'augmenter le gain de conversion du squarer en définissant sa fréquence

de résonance $1/(2\pi\sqrt{C_s L_s})$ égale à la fréquence centrale de l'impulsion ULB. Le résultat de simulation montre que le squarer a un facteur de conversion K_{SQ} de 25 (cf. figure IV.3.3.a). La figure IV.3.3.b montre que ce circuit consomme 320 μA soit une consommation de 160 μW avec une source de tension de 0,5 V et présente une bande passante de 7.5 GHz.

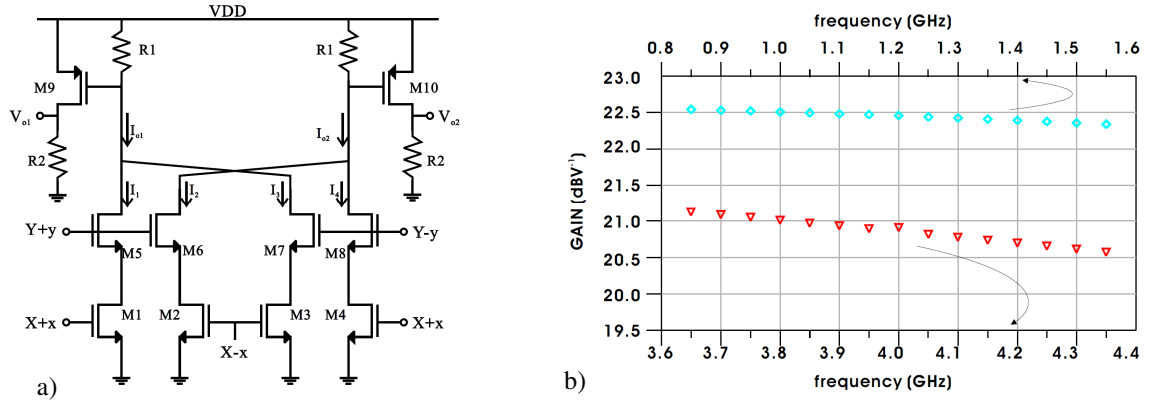


Figure IV.3.1 a) Schéma électrique du squarer [6]. b) Facteur de conversion en dB.

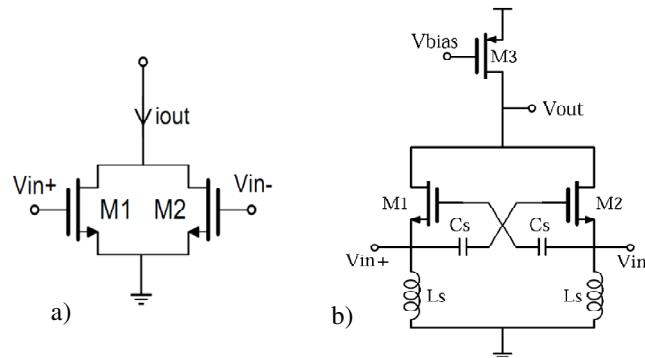


Figure IV.3.2 a) Squarer. b) Schéma électrique du squarer final réalisé par [7].

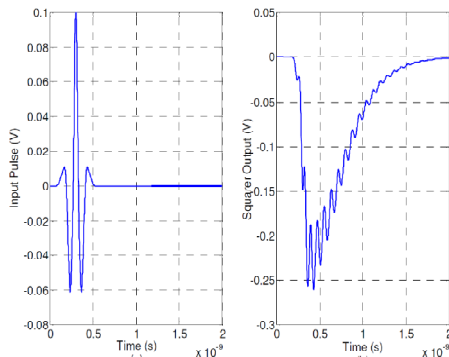


Fig. 6 (a) The fourth-order derivative of a Gaussian-pulse used as an input pulse and (b) the output waveform of the squarer.

TABLE II. PERFORMANCE SUMMARY AND COMPARISON WITH PRIOR PUBLISHED WORKS

	This Work	[4] ²	[2]	[6] ²
RMS Gain (dB)	16 @ 100mV -1.7 @ 10mV	NA	NA	NA
Peak Voltage Gain ¹ (dB)	9 @ 100mV -7.8 @ 10mV input	-24 @ 10mV input	N/A	7 @ 150mV input
Band of Operation	3.1-10.6GHz	N/A	3.1-10.6GHz	N/A
Squarer Type	Active/Sub-threshold	Passive	Active / Saturation	Active/Sub-threshold
Supply Voltage (V)	0.5	NA	1.8	NA
Technology	90nm CMOS	90nm CMOS	180nm CMOS	130nm CMOS
Power Consumption	160μW	0	1.7mW	1.5mW ³

¹Peak gain is calculated using maximum values of the input and output signals.

²Measurement results

³Estimated from details provided in the paper

a) b) Figure IV.3.3 Résultat de simulation et tableau des performances [7].

[8] propose une structure du squarer semblable au précédent mais réalisée avec des transistors de type PMOS (cf. figure IV.3.4). L'approche donnée par [8] est l'utilisation des transistors PMOS polarisés dans la limite entre la région sub-threshold et la région linéaire. Cela implique une commutation des résistances équivalentes R_{ON} et R_{OFF} de chaque transistor (M_1 et M_2) pour avoir en sortie un signal quadratique. Les résultats de simulation de ce circuit sont illustrés dans la figure IV.3.4.b, où, pour un signal V_{inp} de 300 mVcc ($V_{inp} - V_{inn} = 600 \text{ mVcc}$) le squarer fournit un signal BB de 150 mVc. Le facteur de conversion K_{SQ} est de 3,74 dB et le courant consommé est nul.

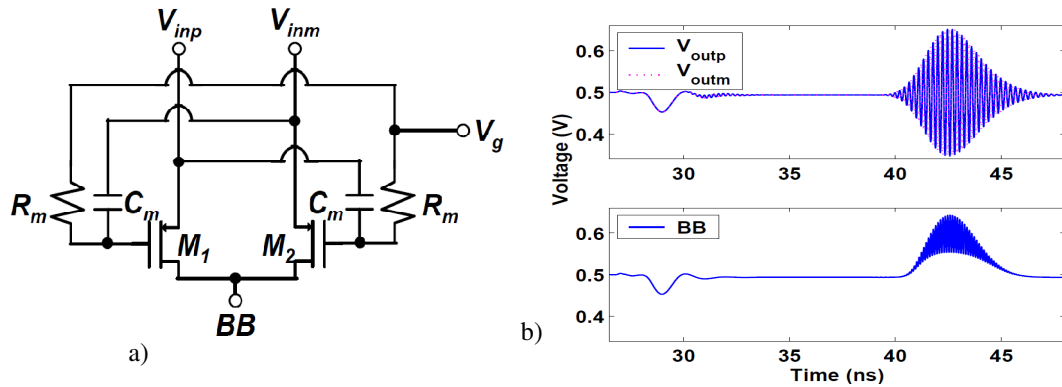


Figure IV.3.4 a) Schéma électrique du squarer [8]. b) Résultat de simulation

Ces deux circuits de squarer présentent de bonnes performances en termes de consommation de courant et de facteur de conversion. Les principales caractéristiques des squarers sont résumées dans le tableau IV.3.2.

Article	Consommation	Consommation en puissance	Bande passante (GHz)	Facteur de conversion [†] (dB)	Région de polarisation
[5]	2 mA	3,6 mW	7	21	Linéaire
[6]	1,8 mA	4,5 mW	0,7	22 - 21	Linéaire
[7]	320 μ A	160 μ W	7,5	27	Sub-threshold
[8]	0 μ A	0 μ W	0,5	3,74	Sub-threshold
[9]	460 μ A	828 μ W	1,25	0	Linéaire
[10]	6 mA	10,8 mW	9,2	2,27	Linéaire
Ce travail	7,8 μ A	9,3 μ W	7,5	22,9	Sub-threshold

[†]Valeurs calculés à partir des résultats (non fournie dans les articles).

Tableau IV.3.2 Résumé du mode de fonctionnement du multiplieur.

IV.3.2. SQUARER 1 : Entrée du signal par la Grille du Transistor MOS

Dans cette configuration le signal ULB attaque la grille du transistor. Ce transistor NMOS est polarisé dans la région de saturation avec une tension grille-source V_{GS} légèrement plus forte que la tension de seuil V_{TH} du MOS de manière à rester dans le régime de forte inversion et pouvoir exploiter la non linéarité de cette zone (cf. figure IV.3.5). La figure IV.3.5 montre que la tension de polarisation drain-source V_{DS} est réglée proche de la limite inférieure de saturation (cf. équation IV.3.2) pour augmenter la non linéarité du transistor. De cette manière le courant drain-source du transistor est indépendant de la tension V_{DS} (cf. équation IV.3.3). De plus, une tension V_{GS} autour de V_{TH} impose une faible transconductance g_m qui se traduit comme étant une faible contribution au bruit thermique ajouté par le transistor [11].

$$V_{GS} \approx V_{TH} \quad \text{et} \quad V_{GS} - V_{TH} > 0 \quad \text{eq. IV.3.1}$$

$$V_{DS} \approx V_{GS} - V_{TH} \quad \text{eq. IV.3.2}$$

$$I_{DS_SAT} = \frac{1}{2} \mu_N C_{OX} \frac{W_N}{L_N} (V_{GS_N} - V_T)^2 \quad \text{eq. IV.3.3}$$

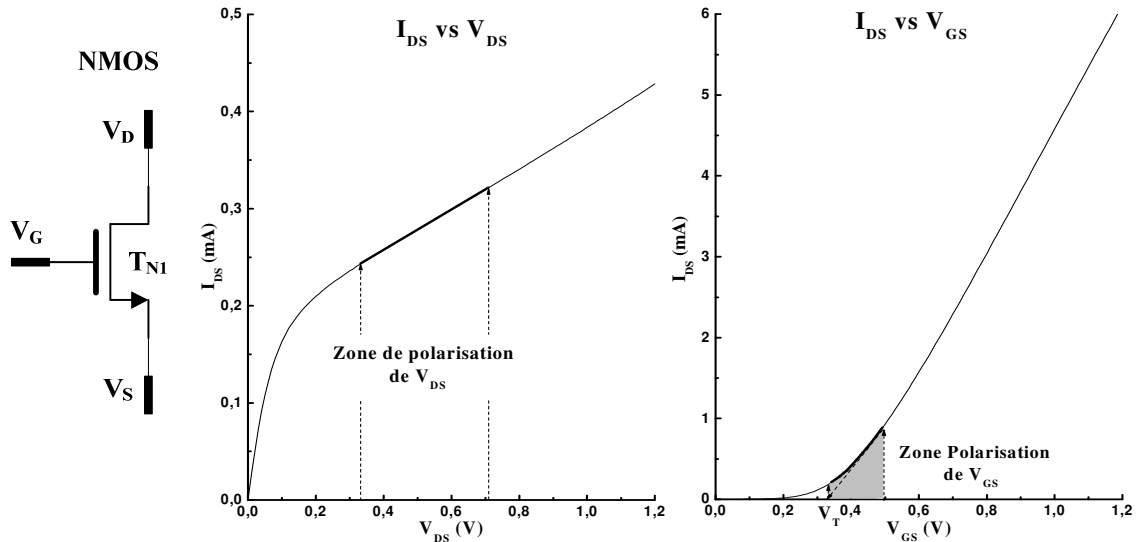


Figure IV.3.5 Transistor NMOS, courbes caractéristiques de polarisation

Le transistor NMOS étant dans la configuration source commune, et l'entrée du circuit est sur la grille. La tension dynamique V_{gs} est définie comme la somme du signal v_{gs} et la tension

de polarisation V_{GS} (cf. équation IV.3.4). Le courant drain-source I_{ds} du transistor est redéfini en fonction du terme V_{gs} (cf. équation IV.3.5). Dans cette configuration, le transistor réalise la mise au carré du binôme $V_{GS} - V_{TH}$ et v_{gs} comme le montre les équations IV.3.5 et IV.3.6. Après la mise au carré du binôme, le courant drain-source présente des composantes linéaires (non désirés) qui n'ont pas été mises au carré (cf. équation IV.3.7).

$$V_{gs} \approx V_{GS} + v_{gs} \quad \text{eq. IV.3.4}$$

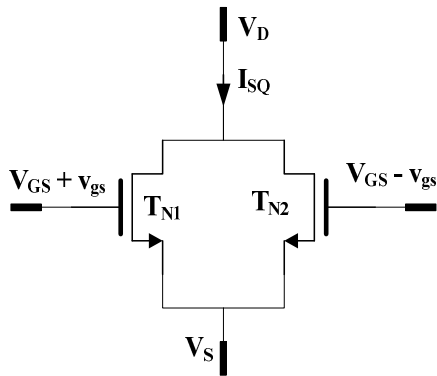
$$I_{ds_N} = \frac{1}{2} \mu_N C_{OX} \frac{W_N}{L_N} (V_{gs_N} - V_T)^2 \quad \text{eq. IV.3.5}$$

$$I_{ds_N} = \beta \left[(V_{GS} - V_T)^2 + 2.v_{gs} (V_{GS} - V_T) + v_{gs}^2 \right] \quad \text{avec} \quad \beta = \frac{1}{2} \mu_N C'_{OX} \frac{W_N}{L_N} \quad \text{eq. IV.3.6}$$

$$I_{ds_N} = \beta (V_{GS} - V_T)^2 + 2.\beta.v_{gs} (V_{GS} - V_T) + \beta.v_{gs}^2 \quad \text{eq. IV.3.7}$$

$$I_{ds_N} = I_{DS_SAT} + \frac{2.I_{DS_SAT}}{(V_{GS} - V_T)} v_{gs} + \beta.v_{gs}^2 \quad \text{eq. IV.3.8}$$

De manière à enlever la composante linéaire qui ajoute des distorsions au signal mis au carré, il faut ajouter au circuit un autre transistor NMOS identique pour créer une configuration différentielle (cf. équation IV.3.9), de sorte que le courant de sortie du squarer I_{SQ} devienne proportionnel au signal v_{sg} élevé au carré (cf. équation IV.3.10). Le signal en sortie du squarer (cf. équation IV.3.11) reste encore trop faible pour être comparé avec un seuil de décision.



$$I_{ds(N1/N2)} = \beta (V_{GS} - V_T)^2 \pm 2.\beta.v_{gs} (V_{GS} - V_T) + \beta.v_{gs}^2 \quad \text{eq. IV.3.9}$$

$$I_{SQ} = 2\beta (V_{GS} - V_T)^2 + 2\beta.v_{gs}^2 \quad \text{eq. IV.3.10}$$

$$I_{SQ} = 2I_{DS_SAT} + 2\beta.v_{gs}^2 \quad \text{eq. IV.3.11}$$

Figure IV.3.6 Squarer différentiel.

Pour amplifier le courant I_{SQ} , nous avons utilisé un transistor PMOS en mode charge active (T_P , cf. figure IV.3.7), polarisé dans la zone linéaire (cf. équation IV.3.12). La taille du transistor T_P est déterminé en prenant $I_{DS_P} = 2.I_{DS_SAT}$, donc la largeur W_P du transistor T_P peut être définie en fonction de la largeur du transistor T_{N1} (cf. équation IV.4.13). Le signal SQ_{OUT} est défini dans l'équation IV.3.14 comme le produit du courant I_{SQ} et de la charge active.

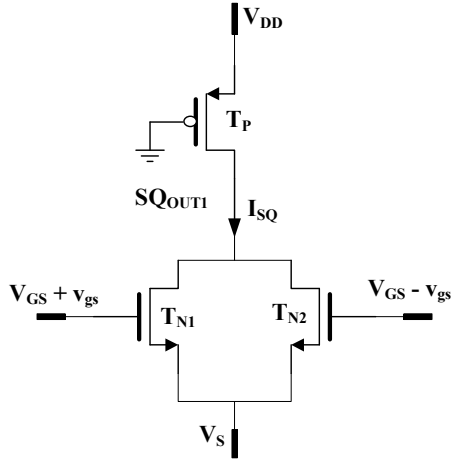


Figure IV.3.7 Squarer.

$$I_{DS_P} = \beta_P \left[(|V_{GS_P}| - |V_{TH}|) |V_{DS_P}| - \frac{1}{2} |V_{DS_P}|^2 \right]$$

$$\text{avec } |V_{DS_P}| < |V_{GS_P}| - |V_{TH}| \quad \text{eq. IV.3.12}$$

$$W_P = 6.W_N \frac{L_P}{L_N} \left[\frac{(V_{GS_N} - V_{TH})^2}{(|V_{GS_P}| - |V_{TH}|) |V_{DS_P}| - \frac{1}{2} |V_{DS_P}|^2} \right] \quad \text{eq. IV.3.13}$$

$$SQ_{OUT1} = -I_{SQ} \left(\frac{1}{2.gds_N + gds_P} \right) \quad \text{eq. IV.3.14}$$

La version finale du squarer en régime quadratique est présentée dans la figure IV.3.8. La notion de power gating ainsi qu'un étage d'amplification (buffer) a été prise en compte pour optimiser le facteur de conversion et la consommation d'énergie. Le circuit de gauche réalise la fonction quadratique et le circuit de droite amplifie le signal et sert de buffer pour l'étage suivant. La consommation du courant quand le circuit est actif (état ON) est de 1,4 mA et quand le circuit est inactive (état OFF) est de 126,3 nA. Pour une impulsion ULB dans la bande 3-5 GHz le squarer présente un facteur de conversion K_{SQ} de 36,9 V/V² soit 31,3 dB (cf. figure IV.3.9). Cependant, pour une impulsion dans la bande 6-10 GHz le squarer montre un facteur K_{SQ} de 23,5 dB. Le tableau IV.3.3 donne les dimensions des transistors utilisés pour réaliser le squarer et le tableau IV.3.4 résume ses caractéristiques.

R	30 KΩ	WTN1 [†]	4,5 μm	WTP1	2,6 μm
C	2 pF	LTN1	0,13 μm	LTP1	0,13 μm
		WTN2 [†]	5 μm	WTP2	2,2 μm
		LTN2	0,13 μm	LTP2	0,13 μm
		WTN _{SLEEP}	15 μm	WTP _{SLEEP}	15 μm
		LTN _{SLEEP}	0,13 μm	LTP _{SLEEP}	0,13 μm

[†]Ils sont deux transistors en parallèle de la même taille

Tableau IV.3.3 Dimensions du circuit du squarer.

Signal ULB	Nb	Squarer			
		V_{SQ_IN}	I_{DC_ON}	I_{DC_OFF}	K_{SQ} (dB)
3-5 GHz	1	35 mV _{cc}	1,4 mA	126,3 nA	31,3
6-10 GHz	1	40,4 mV _{cc}	1,4 mA	126,3 nA	23,5

Tableau IV.3.4 Caractéristiques du récepteur ULB 3-5 GHz (Résultats de simulation).

IV.3.2.1. Influence du T_{P_SLEEP} et du T_{N_SLEEP} sur le Squarer

Dans un premier temps, les transistors T_{SLEPP} étaient considérés comme étant des interrupteurs parfaits. Mais, cette approche était erronée car ils ont une influence dans la polarisation du circuit et introduisent des composants parasites dans le modèle petit signal du squarer ayant une influence sur le signal de sortie SQ_{OUT} . D'ailleurs, l'impédance de sortie du squarer Z_{SQ} peut être définie par l'équation IV.3.15. L'impédance de charge peut être définie comme la somme de l'impédance vue du drain du transistor T_{P1} avec l'impédance vue du drain du transistor T_{P_SLEEP} (cf. équation IV.3.16). L'impédance totale de charge du squarer est égale à Z_{SQ}/Z_{CH} .

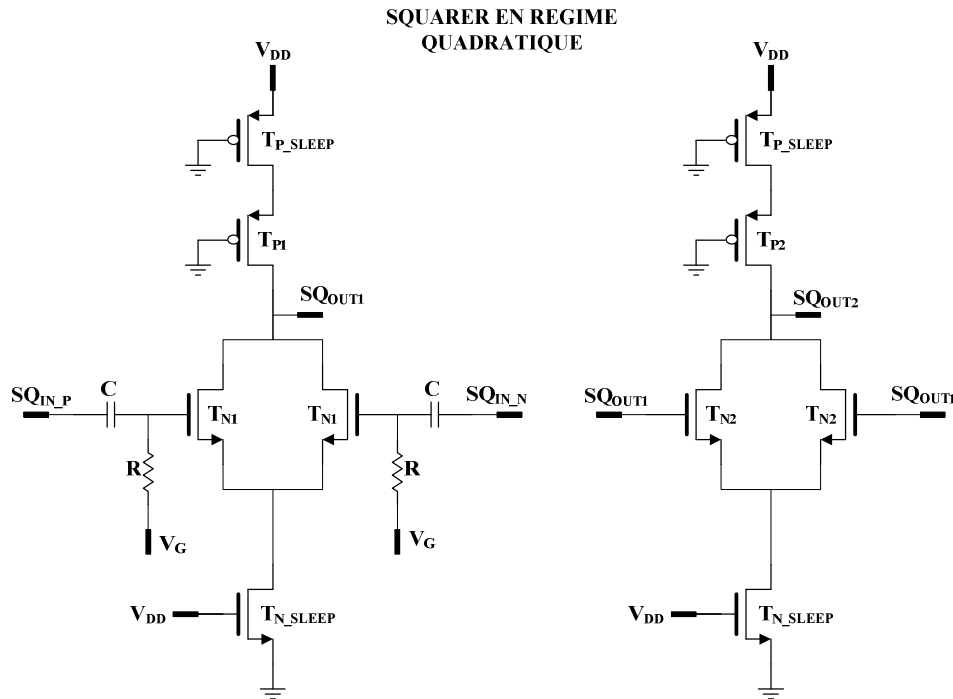


Figure IV.3.8 Circuit final du squarer avec power gating.

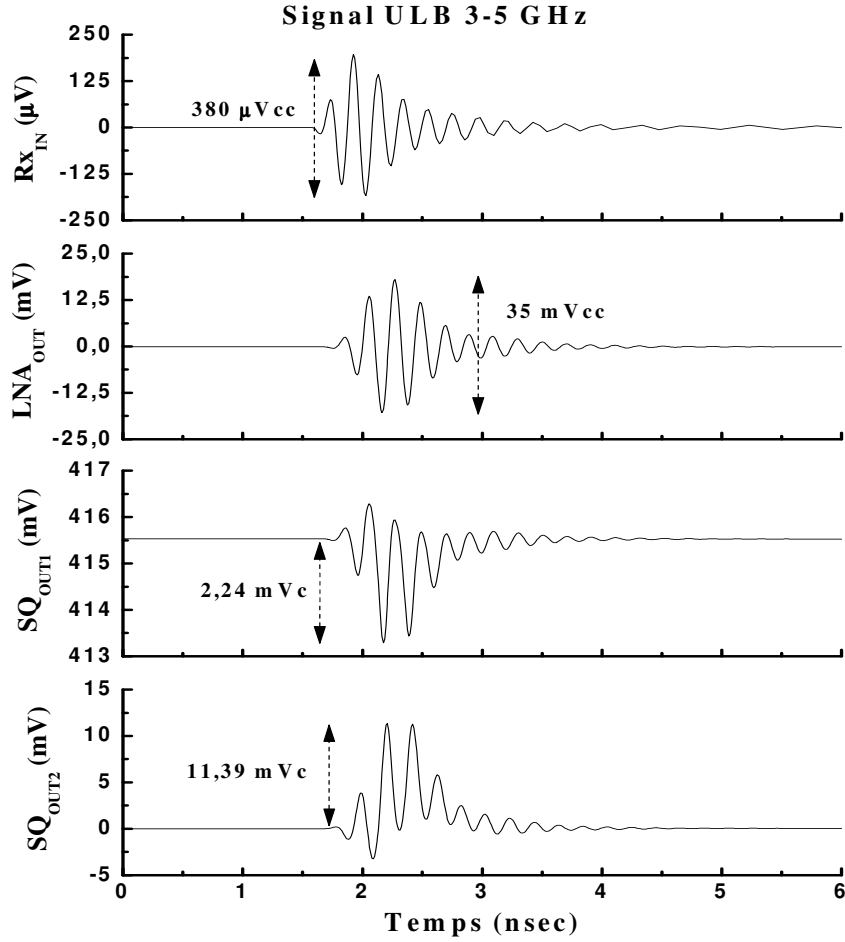


Figure IV.3.9 Résultats de simulation du squarer pour une impulsion ULB dans la bande 3-5 GHz.

$$Z_{SQ} = \left(\frac{R_{ds_N1}}{2} + R_{ds_NSLEEP} \right) \cdot \frac{1 + 4 \left(\frac{R_{ds_N1} R_{ds_NSLEEP}}{R_{ds_N1} + 2R_{ds_NSLEEP}} \right) \cdot C_{gs_N1} \cdot p}{1 + 2R_{ds_NSLEEP} \cdot C_{gs_N1} \cdot p} \quad \text{eq. IV.3.15}$$

$$Z_{CH} = \left(R_{ds_P1} + R_{ds_PSLEEP} \right) \cdot \frac{1 + \left(\frac{R_{ds_P1} R_{ds_PSLEEP}}{R_{ds_P1} + R_{ds_PSLEEP}} \right) \cdot C_{gs_P1} \cdot p}{1 + R_{ds_NSLEEP} \cdot C_{gs_P1} \cdot p} \quad \text{eq. IV.3.16}$$

À partir de ces deux équations il est clair que la résistance de sortie du squarer (T_{N1}) et celle du transistor de charge (T_{P1}) doivent être supérieures aux résistances de sortie des transistors T_{P_SLEEP} et T_{N_SLEEP} , pour que les capacités parasites C_{gs_TN1} et C_{gs_TP1} n'affectent pas le signal en sortie du squarer SQ_{OUT} (cf. équation IV.3.17).

$$SQ_{OUT1} = I_{SQ} (Z_{SQ} // Z_{CH}) \quad \text{avec} \quad K_{SQ0} = \beta (Z_{SQ} // Z_{CH}) \quad \text{eq. IV.3.17}$$

IV.3.2.2. Influence du TP_SLEEP et du TN_SLEEP sur l'Amplificateur

L'étage d'amplification a la même structure que le squarer mais par contre les points de polarisation sont totalement différents. La grille des transistors T_{N2} est polarisée par l'étage précédent à $V_{DD}/2$. Le transistor T_{N_SLEEP} peut être considéré comme une source de courant et les transistors T_{P2} et T_{P_SLEEP} des charges actives. Les transistors sont taillés de manière à imposer une tension de polarisation drain-source V_{DS} égale à $V_{DD}/3$. En outre, l'impédance de sortie de l'amplificateur est égale à Z_{SQ}/Z_{CH} et la fonction de transfert est donnée par l'équation IV.3.21.

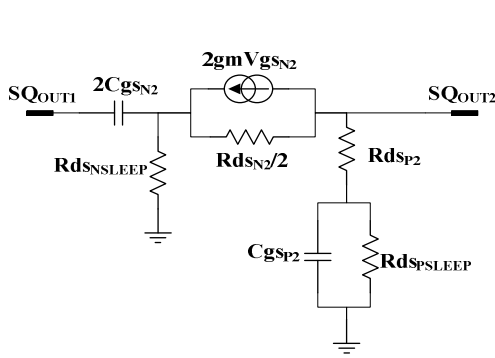


Figure IV.3.10 Schéma petit signal de l'étage d'amplification.

$$Z_{N_SLEEP} = \frac{R_{ds_NSLEEP}}{1 + 2R_{ds_NSLEEP} \cdot C_{gs_N2} \cdot p} \quad \text{eq. IV.3.18}$$

$$Z_{N2} = \frac{R_{ds_N2}}{2} \quad \text{eq. IV.3.19}$$

$$A = 2gm_{N2} (Z_{CH} // Z_{N2}) \quad B = \frac{Z_{N_SLEEP}}{Z_{N2}} \quad \text{eq. IV.3.20}$$

$$\frac{SQ_{OUT2}}{SQ_{OUT1}} = -A \left[1 - B \cdot \frac{1 + 2gm_{N2} Z_{N2}}{gm_{N2}} C_{gs_{N2}} p \right] \quad \text{eq. IV.3.21}$$

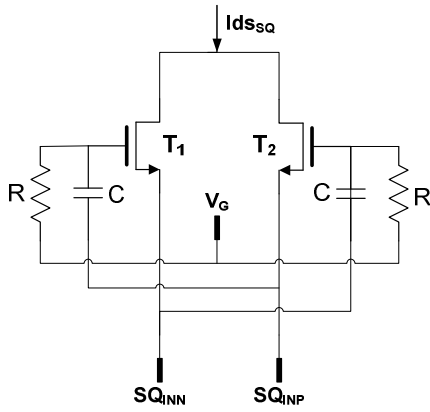
IV.3.2.3. Récapitulatif

L'étude du transistor MOS, polarisé dans la zone de saturation avec $V_{DS} \approx V_{GS} - V_{TH}$ et V_{GS} légèrement supérieur de V_{TH} , permet de réaliser la fonction quadratique avec un facteur de conversion supérieur de 30 dB pour un signal ULB 3-5 GHz. De plus, l'introduction du circuit de power gating pour diminuer la consommation d'énergie a une forte influence sur le dimensionnement du squarer et surtout sur le facteur de conversion total K_{SQ} , comme le montre l'équation IV.3.22. Il faut que les transistors T_{P_SLEEP} et T_{N_SLEEP} soient très grands devant le circuit du squarer.

$$K_{SQ} = A \left[1 - B \cdot \frac{1 + 2gm_{N2} Z_{N2}}{gm_{N2}} C_{gs_{N2}} p \right] \cdot K_{SQ0} \quad \text{eq. IV.3.22}$$

IV.3.3. SQUARER 2 : Entrée du Signal par la Grille et la Source du Transistor MOS

Dans cette configuration, la fonction quadratique est assurée par le produit entre V_{gs} et V_{ds} du courant I_{DS} dans la région linéaire (cf. équation IV.3.23), c'est à dire par la fonction quadratique $(V_{gs} - V_{TH})^2$ du courant I_{DS} polarisé dans la région de saturation (cf. équation IV.3.24). Dans le deux cas, les signaux différentiels ULB attaquent la grille et la source des transistors T1 et T2 comme c'est illustré dans la figure IV.3.11. Il convient de noter que cette configuration est très différente à celle étudiée précédemment.



$$I_{ds_T1} = I_{ds_T2} = \beta \left[(V_{GS} - V_{TH} + v_{gs}) \cdot (V_{DS} + v_{ds}) - \frac{1}{2} (V_{DS} + v_{ds})^2 \right]$$

avec $\beta = \mu_N C'_{OX} \frac{W_N}{L_N}$

eq. IV.3.23

$$I_{ds_T1} = I_{ds_T2} = \frac{1}{2} \beta \left[(V_{GS} - V_{TH} + v_{gs})^2 \right] \quad \text{avec} \quad \beta = \mu_N C'_{OX} \frac{W_N}{L_N}$$

eq. IV.3.24

Figure IV.3.11 Schéma électrique du squarer.

IV.3.3.1. Région Linéaire

La tension de polarisation V_{GS} doit être supérieure à V_{TH} pour s'assurer que le transistor ne passe pas dans la région sub-threshold avec le signal dynamique SQ_{IN} . La tension V_{DS} doit rester inférieure au seuil de saturation $V_{GS} - V_{TH}$. Le signal quadratique I_{SQ} est le résultat de la somme des courants I_{DS} des transistors T1 et T2 (cf. équation IV.3.23). Cette équation donne l'expression du courant dynamique I_{ds} des transistors T1 et T2, dont le développement est démontré dans les équations IV.3.24 et IV.3.25. Le transistor T1 est attaqué du côté grille (v_g) par le signal SQ_{INP} et du côté source (v_s) par le signal SQ_{INN} . En remplaçant ces valeurs dans l'équation IV.3.23 avec v_d égale à zéro, le courant dynamique du transistor T1 peut être redéfini de la manière suivante :

$$I_{ds_T1} = I_{DS} + \beta \left[-SQ_{INN} (V_{GS} - V_{TH}) - SQ_{INN} (SQ_{INP} - SQ_{INN}) - \frac{1}{2} SQ_{INN}^2 + V_{DS} SQ_{INN} \right]$$

eq. IV.3.25

Cette équation montre qu'un seul transistor peut réaliser la fonction quadratique mais en ajoutant des signaux linéaires qui dégradent le fonctionnement du squarer. Ceci montre l'intérêt du transistor T2 où les signaux sur la grille et la source sont l'opposé de ceux du transistor T1 (cf. équation IV.3.26). Cette méthode, définie par l'équation IV.3.28, permet d'éliminer les composants linéaires dans la fonction quadratique car le courant dynamique de T2 est l'opposé de celui de T1. Le courant en sortie du squarer devient proportionnel à deux fois le courant de polarisation I_{DC} dans la zone linéaire plus le courant en petit signal i_{SQ} (cf. équation IV.3.27). En remplaçant le signal SQ_{INP} par $-SQ_{INN}$ dans l'équation IV.3.28, le courant i_{SQ} ne devient dépendant que du signal quadratique comme le montre l'équation IV.3.29.

$$I_{ds_T2} = I_{DS} + \beta \left[-SQ_{INP}(V_{GS} - V_{TH}) - SQ_{INP}(SQ_{INN} - SQ_{INP}) - \frac{1}{2}SQ_{INP}^2 + V_{DS}SQ_{INP} \right] \quad \text{eq. IV.3.26}$$

$$I_{ds_SQ} = I_{DC} + i_{SQ} \quad \text{eq. IV.3.27}$$

$$I_{ds_SQ} = 2I_{DS} + \beta \left[(SQ_{INP} - SQ_{INN})^2 - \frac{1}{2}(SQ_{INP}^2 + SQ_{INN}^2) + (SQ_{INP} + SQ_{INN})(V_{DS} - V_{GS} + V_{TH}) \right] \quad \text{eq. IV.3.28}$$

$$i_{SQ} = 3\beta SQ_{INP}^2 \quad \text{avec} \quad \beta = \mu_N C'_{OX} \frac{W_N}{L_N} \quad \text{eq. IV.3.29}$$

Finalement, cette méthode semble être performante. Mais, en analysant chaque terme du courant i_{SQ} (cf. équation IV.3.27) il est possible d'en déduire que la sensibilité du squarer sera affecté par le RSB en entrée du circuit, car il n'y a qu'un seul terme différentiel dans l'équation.

IV.3.3.2. Région de Saturation

Les critères de polarisation des transistors T1 et T2 de la figure IV.3.11 sont les mêmes que ceux qui ont été présentés dans la partie IV.2.1. Les transistors sont polarisés dans la zone non linéaire de la région de saturation pour favoriser l'aspect quadratique. Ainsi, les courants dynamiques I_{ds} sont définis par les équations IV.3.30 et IV.3.31.

$$I_{ds_T1} = I_{DS} + \frac{1}{2}\beta \left[2(V_{GS} - V_{TH})(SQ_{INP} - SQ_{INN}) + (SQ_{INP} - SQ_{INN})^2 \right] \quad \text{eq. IV.3.30}$$

$$I_{ds_{T2}} = I_{DS} + \frac{1}{2}\beta \left[2(V_{GS} - V_{TH})(SQ_{INN} - SQ_{INP}) + (SQ_{INN} - SQ_{INP})^2 \right] \quad \text{eq. IV.3.31}$$

Le courant de sortie du squarer $I_{ds_{SQ}}$ est donné par la somme de $I_{ds_{T1}}$ et $I_{ds_{T2}}$ où le signal présente un courant de décalage (offset) qui est deux fois le courant de polarisation (cf. équation IV.3.32). Avec cette méthode il est possible d'avoir une faible RSB car la fonction quadratique se fait de manière différentielle.

$$I_{ds_{SQ}} = 2I_{DS} + \beta(SQ_{INN} - SQ_{INP})^2 \quad \text{eq. IV.3.32}$$

$$I_{ds_{SQ}} = 2I_{DS} + 4\beta \cdot SQ_{INP}^2 \quad \text{avec} \quad SQ_{INP} = -SQ_{INN} \quad \text{eq. IV.3.33}$$

IV.3.4. SQUARER 3 : Transistor MOS Configuré en Diode

Dans cette configuration, le transistor NMOS est polarisé dans la zone linéaire et le signal SQ_{IN} est connecté à la grille et au drain du transistor (cf. figure IV.3.12.a). En prenant l'équation IV.3.23 il est possible d'en déduire la valeur du courant en sortie du squarer $I_{ds_{SQ}}$ (cf. équation IV.3.29). Dans cette première approche il existe une composante linéaire qui dégrade l'aspect quadratique du circuit. Cependant, il est possible d'éliminer cette composante linéaire en ajoutant un autre transistor avec un signal opposé sur la grille et le drain (cf. figure IV.3.12.b). Ainsi, le courant est défini par l'équation IV.3.30.

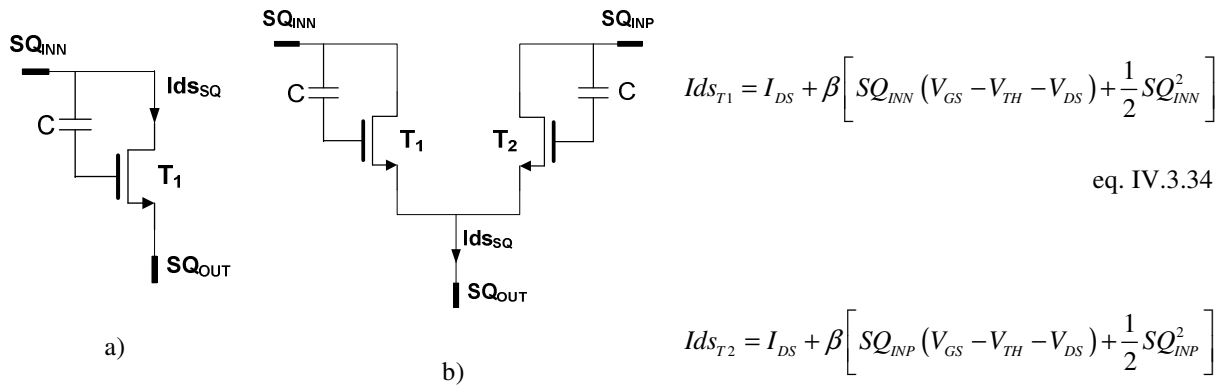


Figure IV.3.12 Schéma électrique du squarer.

a) Configuration de base. b) Configuration pour éliminer les composants linéaires.

D'après la figure IV.3.12.b, le courant en sortie du squarer $I_{ds_{SQ}}$ est le résultat de la somme de $I_{ds_{T1}}$ et $I_{ds_{T2}}$ (cf. équation IV.3.31), donnant un signal purement quadratique pour des signaux opposés en phase (signal différentiel). L'inconvénient de cette architecture est qu'il faut un fort RSB en entrée du squarer.

$$I_{ds_{SQ}} = 2.I_{DS} + \beta \left[(SQ_{INP} + SQ_{INN})(V_{GS} - V_{TH} - V_{DS}) + \frac{1}{2}(SQ_{INP}^2 + SQ_{INN}^2) \right] \quad \text{eq. IV.3.36}$$

Où

$$I_{ds_{SQ}} = 2.I_{DS} + \beta.SQ_{INP}^2 \quad \text{avec} \quad SQ_{INP} = -SQ_{INN} \quad \text{eq. IV.3.37}$$

IV.3.5. CONCLUSION

Les architectures présentées dans ce paragraphe montrent que la méthode idéale pour dessiner le circuit du squarer doit être basée sur des signaux différentiels pour éliminer la composante linéaire du courant I_{SQ} . De plus, il est nécessaire d'avoir un signal quadratique qui soit différentiel $(SQ_{INP} - SQ_{INN})^2$ pour que le RSB en entrée du squarer n'affecte pas sa performance en termes de sensibilité. Dans ce contexte, la conception du squarer basé sur les transistors polarisés dans la région sub-threshold (cf. figure IV.3.1) et dans la région de saturation (cf. figure IV.3.2.b) restent comme les meilleurs candidats pour réaliser la fonction quadratique.

IV.4. OPTIMISATION DU PSEUDO DÉTECTEUR D'ÉNERGIE

Nous avons réalisé une étude niveau système pour optimiser la chaîne de réception. La figure IV.4.1 montre le schéma bloc des configurations du récepteur étudiées. La méthodologie d'optimisation consiste dans un premier temps à améliorer le pseudo détecteur d'énergie (PDE) en termes de sensibilité avec un gain du LNA de 30 dB (cf. figure IV.4.1.a). Dans un deuxième temps, nous avons optimisé la sensibilité du récepteur en augmentant le gain du LNA (cf. figure IV.4.1.b). La figure IV.4.2 présente les deux versions du PDE analysées, la première version est constituée d'un squarer, un amplificateur basse fréquence et un étage de décision. Dans la deuxième version nous avons remplacé l'amplificateur basse fréquence par un filtre passe bas idéal.

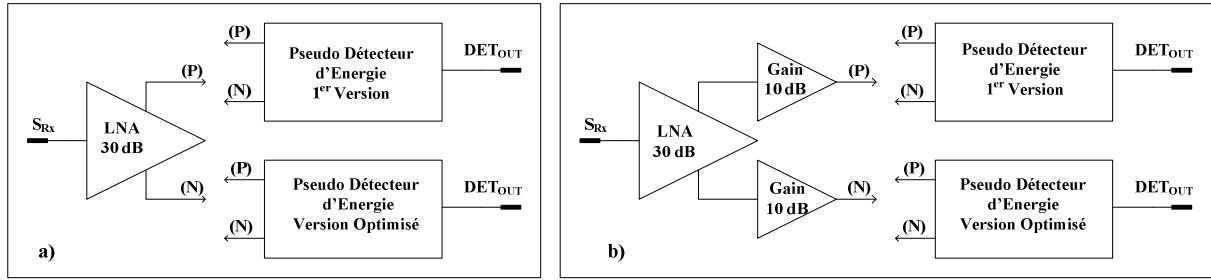


Figure IV.4.1 Schéma bloc des configurations du récepteur.

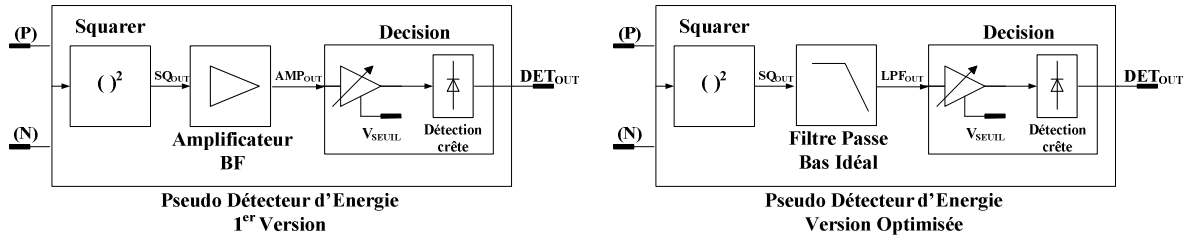


Figure IV.4.2 Schéma bloc des pseudos détecteurs d'énergies analysées

Les résultats de simulation au niveau transistor du récepteur sont montrés dans le tableau IV.4.1. Dans la première analyse du récepteur avec un gain du LNA de 30 dB, nous avons réalisé une étude en fonction du rapport signal à bruit (RSB) pour chaque version du PDE. Le résultat de la première version du PDE montre que la sensibilité maximale du récepteur (S_{Rx}) est de -61,5 dBm (1,1 mVcc) pour un bruit gaussien de -70,5 dBm (S_{BTH} , cf. équation IV.4.1) et que le bruit maximal supporté est de -56,5 dBm. Ces résultats indiquent une différence de 14 dB au niveau du RSB. Dans le cas de la version optimisée, la sensibilité est de -65,3 dBm (721 μ Vcc) les résultats montrent une différence du RSB de 8 dB. Ces analyses nous ont

permis d'en déduire que pour optimiser la sensibilité du récepteur il fallait augmenter le gain du LNA (sur chaque voie) d'environ 10 dB (moyenne des deux RSB). Les résultats avec un gain du LNA de 40 dB montrent qu'il y a une amélioration en sensibilité de plus de 7 dB. Dans le cas de la première version du PDE, la sensibilité du récepteur est de -70 dBm (400 μ Vcc) et dans la version optimisée la sensibilité est de -72 dBm (300 μ Vcc).

Finalement, l'optimisation du récepteur 3-5 GHz nous a permis de passer d'une sensibilité de -61,5 dBm (1100 μ Vcc) à -72,1 dBm (300 μ Vcc) soit une amélioration d'environ 10 dB. De plus, nous pouvons dire aussi que la portée de transmission D_{Tx} (cf. équation IV.4.4) pour un signal émis de 1,2 Vcc (S_{Tx}) a passé de 7 mètres (premier version) à 24 mètres (version optimisée).

$$S_{BTH} = \sqrt{k.T.BW.R} \quad \text{et} \quad S_{BTH_dBm} = -174 + 10.\log(BW) \quad \text{eq. IV.4.1}$$

$$S_{Rx_THE}(t) = S_{Rx} / \text{Gain} \quad \text{eq. IV.4.2}$$

$$\text{Gain}_{LNA_dB} = 20.\log(LNA_{OUT_P} / S_{Rx}) \quad \text{eq. IV.4.3}$$

$$D_{Tx} = \frac{C_0}{4\pi f_0} \left(\frac{S_{Tx}}{S_{Rx}} \right) \quad \text{eq. IV.4.4}$$

Récepteur ULB 3-5 GHz (TEB = 10 ⁻²)		S _{BTH} (BW = 20GHz)		RSB (dB)	S _{Rx} (@ 100 Mbps)		D _{Tx} (m) (@ S _{Tx} = 1,2 Vcc)
Gain du LNA	Détecteur d'énergie	μV _{RMS}	dBm		μVcc	dBm	
30 dB	1 ^{er} Version	66,86 [†]	-70,5	9	1100 [*]	-61,5	7
		326,1 ^{††}	-56,5	-5			
	Version Optimisé	66,86 [†]	-70,5	5,2	721 [*]	-65,3	10
		179,9 ^{††}	-61,9	-3,4			
40 dB	1 ^{er} Version	66,86 [†]	-70,5	-1,8	347 ^{**}	-72,3	21
				0,5	407 [*]	-70	17
	Version Optimisé			-4,2	228 ^{**}	-74,7	31
				-1,6	301 [*]	-72,1	24

*Résultats de simulation.

†Bruit en entrée du Rx pour une bande passante de 20 GHz.

**Résultat théorique.

††Bruit maximal toléré en entrée du Rx.

Tableau IV.4.1 Comparaison niveau simulation de la premier version du Rx 3-5 GHz et sa version optimisée

IV.4.1. OPTIMISATION DU SQUARER

Pour l'optimisation du squarer (cf. figure IV.4.3), nous avons augmenté la valeur de la résistance de polarisation R2 pour incrémenter la résistance d'entrée des transistors PMOS de manière à ce que le signal soit amené en sa totalité sur la source du transistor (cf. équation IV.4.5 à IV.4.7). Cette nouvelle résistance introduit une chute de tension dans le nœud SQ_{INP/N} et modifie le point de polarisation du PMOS. Pour résoudre ce problème nous avons fixé la tension de polarisation de la source à VDD pour maintenir la tension V_{GS} autour de V_{TH}, ainsi que la tension V_{DS} supérieure à 4V_T. En outre, d'après l'équation III.2.19 et les équations IV.2.10 et IV.2.13, les impédances Z_{INP1} et Z_{INP2} peuvent être redéfinies comme c'est montré dans l'équation IV.4.6.

$$R_{\substack{INP \\ INN}} = R2 // r_{0T1} = R2 \quad \text{eq. IV.4.5}$$

$$Z_{INP1} = \frac{R1}{1 + R1.Cgb.p} \quad \text{et} \quad Z_{INP2} = \left(\frac{R2}{1 + gm_{INP}.R2} \right) \quad \text{eq. IV.4.6}$$

De plus, sachant que la capacité Ca est égale à Cgb et Cb est nulle, la fréquence de coupure f_{C_INP} dévient dépendante de la valeur de la capacité intrinsèque Cgb (cf. équation IV.4.7).

$$f_{C_INP} = \frac{1 + gm_{INP} \cdot (R_{INP} // R1)}{2\pi \cdot (R_{INP} // R1) \cdot Cgb} \quad \text{eq. IV.4.7}$$

$$Z_{SQ_INP} = \frac{R_{INP} // R1}{1 + gm_{INP} \cdot (R_{INP} // R1)} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_{C_INP}}} \quad \text{eq. IV.4.8}$$

En prenant les équations III.2.26 à III.2.29 et sachant que pour T1 et T2 les capacités Cgs et Cds sont nulles et que pour T3 la capacité Cds est négligeable devant Cgs, alors, l'impédance de sortie définie par l'équation III.2.31 que dépend que de la capacité Cgs du transistor T3 (cf. équation IV.4.9) en régime de forte inversion (saturation).

$$Z_{SQ_OUT} = \frac{1}{gm_{T3}} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_{C_OUT}}} \quad \text{et} \quad f_{C_OUT} = \frac{gm_{T3}}{2\pi.Cgs_{T3}} \quad \text{avec} \quad gds \ll gm_{T3} \quad \text{eq. IV.4.9}$$

Après plusieurs analyses des caractéristiques du squarer, nous avons donnée plus d'importance au facteur de conversion K_{SQ} face au point de compression. La figure IV.4.3 montre une optimisation du K_{SQ} d'un facteur ΔK_{SQ} égal à 6 et une dégradation de 10 dB sur le point de compression. Le facteur de conversion K_{SQ} est maximal et est égal à 14 pour les signaux inférieurs à 50 mVc (100 mVcc). Ensuite, le facteur de conversion se dégrade en fonction de l'amplitude du signal SQIN supérieure à 50 mVc.

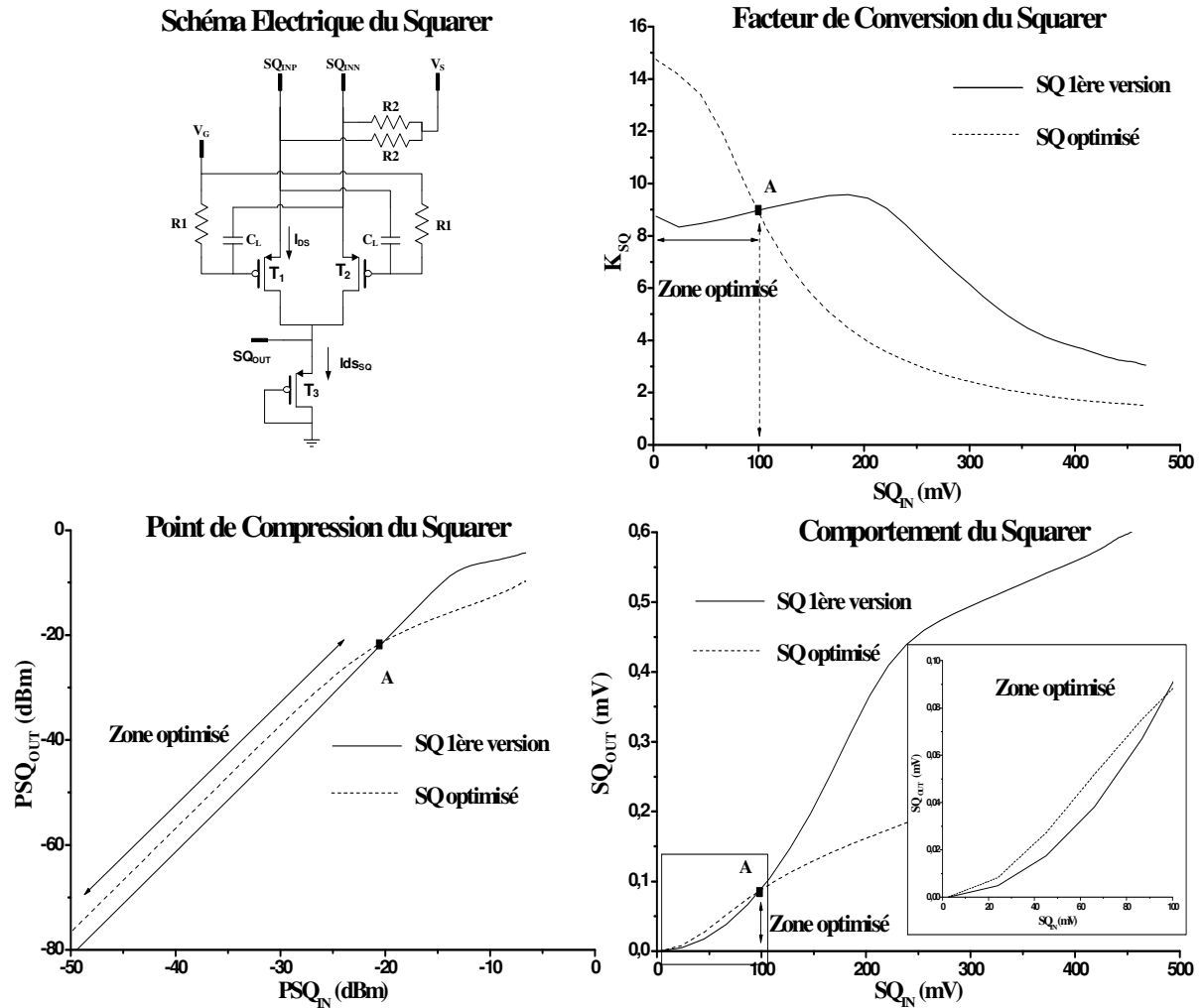


Figure IV.4.3 Schéma électrique du squarer optimisé et ses courbes caractéristiques

L'étude théorique du régime faible inversion nous a permis d'optimiser le facteur de conversion du squarer, car ceci permet d'améliorer la sensibilité du squarer et par conséquence la sensibilité totale du récepteur.

IV.4.2. FILTRE PASSE BAS

Suite aux résultats précédents (cf. tableau IV.4.1), nous avons mis en place en sortie du squarer un filtre passe bas de fréquence de coupure variable. Dans une première approche nous nous sommes intéressés à un OTA Miller de classe A avec une entrée couplée à la masse et quatre capacités connectées à la sortie (cf. figure IV.4.4). La transconductance du OTA Miller permet d'améliorer la vitesse de réponse et réduire les dimensions du filtre [3]. De plus, les capacités de charge de l'OTA sont activées par des interrupteurs commandés par un signal externe permettant de modifier la fréquence de coupure du filtre. La consommation totale du filtre qui est de 1,36 mA, qui pourrait être diminuée si on appliquait la notion du « power gating » pour la gestion d'énergie. Il est également possible de polariser les paires différentielles en utilisant la composante continue (DC) des étages précédents, ce que réduirait la consommation d'énergie.

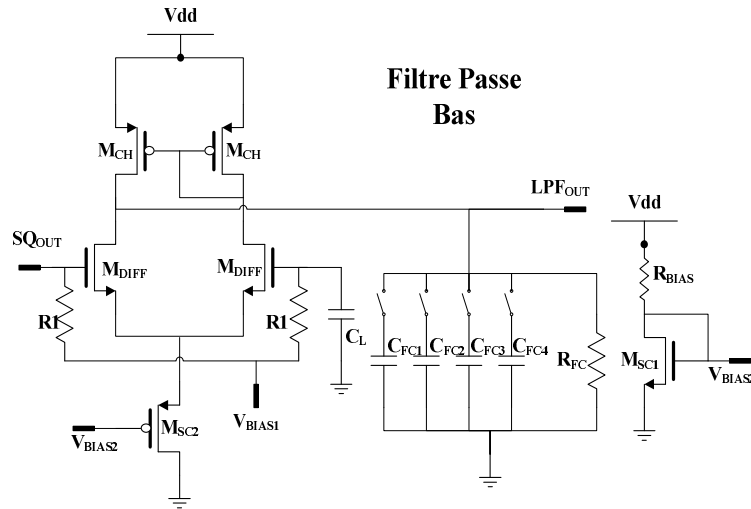


Figure IV.4.4 Schéma électrique du filtre passe bas et sa fonction de transfert.

La figure IV.4.5 présente les caractéristiques du filtre passe bas. Nous pouvons observer que le gain du filtre diminue en fonction de la fréquence de coupure (F_C) et que la transconductance atteint sa valeur maximale de 4,2 mS quand la fréquence est supérieure à 145 MHz. Le tableau IV.4.2 montre un résumé des résultats de simulation où S1, S2, S3 et S4 sont les interrupteurs et C_{FC} est la capacité équivalente. Le gain maximal de 12,83 dB du filtre passe bas est donné pour une fréquence de coupure de 425 MHz. Toutefois, ces performances ne sont pas suffisantes pour que le signal puisse être comparé au seuil de détection. Il est ainsi

nécessaire d'ajouter en sortie du filtre des étages d'amplification pour que l'étage de détection puisse discriminer le bruit.

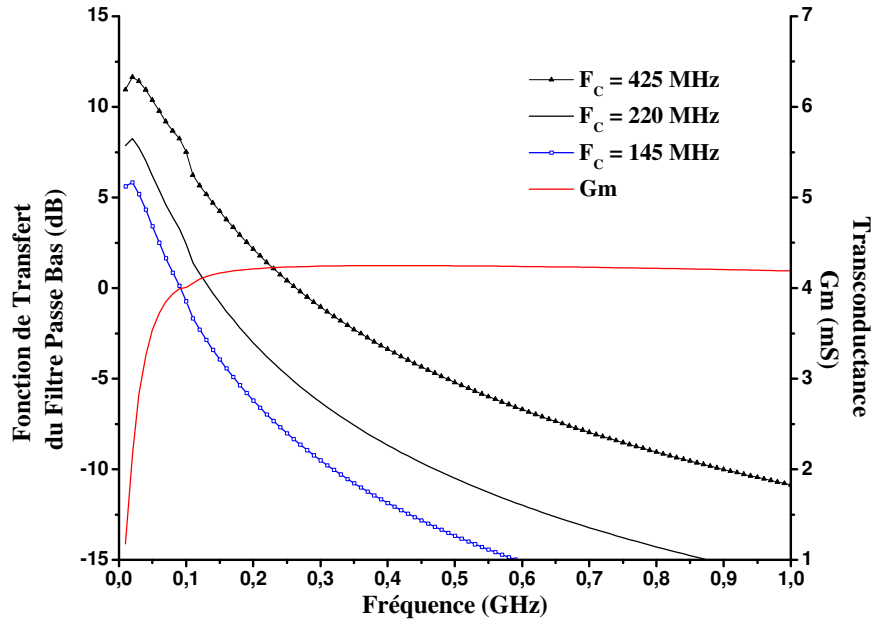


Figure IV.4.5 Fonction de transfert du filtre passe bas à G_m constante.

Switch				Capacitance	Fréquence de Coupure	Gain Maximal
S_1 (1 pF)	S_2 (2 pF)	S_3 (3 pF)	S_4 (4 pF)	C_{FC}	F_C @ -3dB	G_{MAX}
OFF	ON	OFF	OFF	2 pF	425 MHz	12,83 dB @ 14 MHz
OFF	OFF	ON	OFF	3 pF	290 MHz	10,89 dB @ 12 MHz
OFF	OFF	OFF	ON	4 pF	220 MHz	9,41 dB @ 12 MHz
ON	OFF	OFF	ON	5 pF	175 MHz	8,14 dB @ 11 MHz
OFF	ON	OFF	ON	6 pF	145 MHz	7,03 dB @ 11 MHz
ON	ON	OFF	ON	7 pF	125 MHz	5,96 dB @ 11 MHz

Tableau IV.4.2 Configuration du filtre passe bas.

IV.4.3. ETAGE D'AMPLIFICATION

L'étage d'amplification est constitué d'une paire différentielle (M_{DIFF}) polarisée avec une source de courant (M_{SC2}) et en sortie un miroir de courant comme charge active. Un second étage d'amplification réalisé avec deux inverseurs en série pour améliorer le RSB en sortie a

été choisi (cf. figure IV.4.6). Cet étage d'amplification présente un gain maximal de 33,7 dB et un gain supérieur à 20 dB pour les fréquences inférieures à 2 GHz (cf. figure IV.4.7).

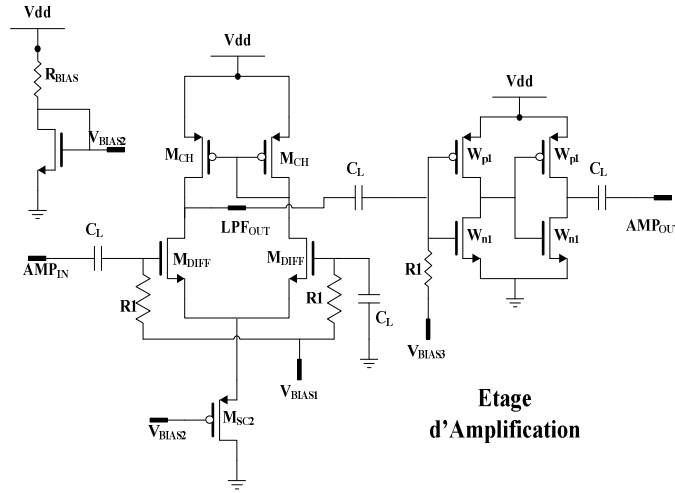


Figure IV.4.6 Schéma électrique de l'étage d'amplification

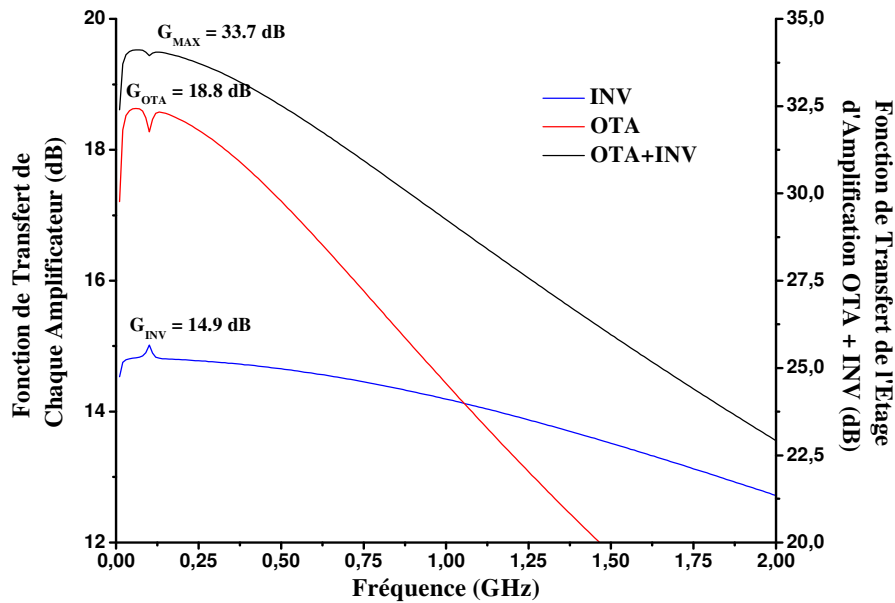


Figure IV.4.7 Fonction de transfert de l'étage d'amplification

IV.4.4. CONCLUSION

La figure IV.4.8 montre le schéma électrique du pseudo détecteur optimisé et les dimensions sont données dans le tableau IV.4.3. Dans cette version nous avons introduit un filtre passe bas avec une fréquence de coupure qui varie entre 125 MHz et 425 MHz de

manière à mieux filtrer le signal et nous avons également ajouté un étage d'amplification pour améliorer le RSB en entrée de l'étage de décision. Ce dernier n'a pas été modifié. Les résultats de simulation obtenue sur 100 bits (Nb) montrent que ce nouveau récepteur a une sensibilité de $350 \mu V_{CC}$ au lieu de $300 \mu V_{CC}$ trouvé dans le cas du filtre passe bas idéal et $1,1 mV_{CC}$ dans la première version (cf. tableau IV.4.4).

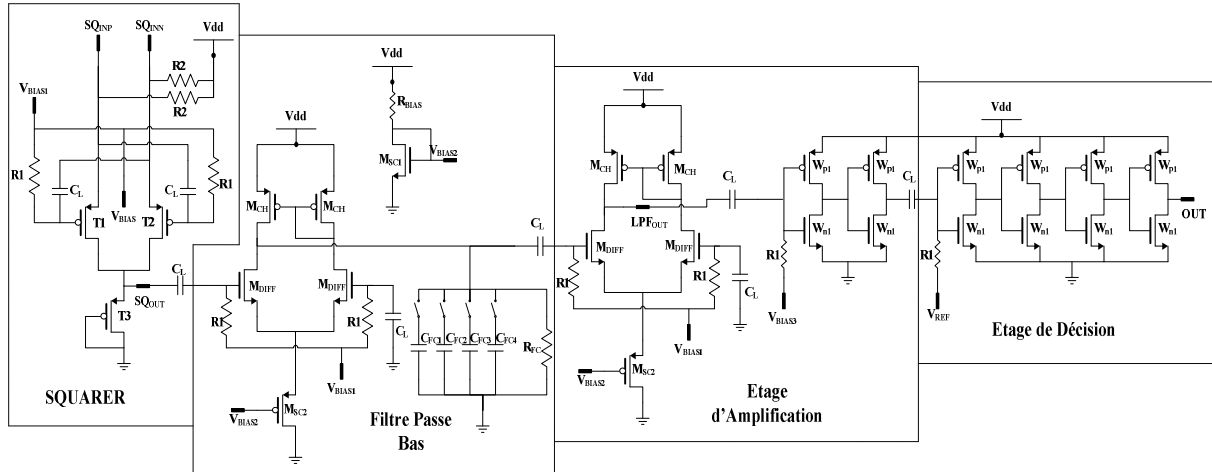


Figure IV.4.8 Schéma électrique du pseudo détecteur d'énergie optimisé.

R1	30 KΩ	WT1	10,84 μm	WM _{SC1}	11,10 μm	W _{SWITCH}	30 μm
R2	10 KΩ	LT1	0,20 μm	LM _{SC1}	0,30 μm	L _{SWITCH}	0,20 μm
R _{FC}	30 KΩ	WT3	0,15 μm	WM _{SC2}	65 μm		
C1	1 pF	LT3	0,13 μm	LM _{SC2}	0,30 μm		
C2	2 pF	WM _{DIFF}	20 μm	W _{P1}	1,23 μm		
C3	3 pF	LM _{DIFF}	0,20 μm	L _{P1}	0,20 μm		
C4	4 pF	WM _{CH}	40 μm	W _{N1}	0,49 μm		
		LM _{CH}	0,20 μm	L _{N1}	0,20 μm		

Tableau IV.4.3 Dimensions des composants du pseudo détecteur d'énergie.

Signal ULB	Nb	S _{Rx}		
		1ère Version Niveau Transistor	Version Optimisé Filtre Passe Bas Idéal	Version Optimisé Niveau Transistor
3-5 GHz	100	1,1 mV _{CC}	300 μV _{CC}	350 μV _{CC}

Tableau IV.4.4 Caractéristiques du récepteur ULB 3-5 GHz

IV.5. CONCLUSIONS

Nous avons proposé une méthode pour la conception des circuits squarer utilisant trois régimes de fonctionnement du transistor MOS (sub-threshold, linéaire et saturation) pour réaliser la fonction quadratique. Également, nous avons défini les points de polarisation du transistor pour assurer le bon fonctionnement du squarer. Cette étude nous a permis, d'identifier deux types d'architectures qui montrent une faible dépendance au RSB en entrée du circuit. De telles architectures sont montrées dans les figures IV.2.3 et IV.3.11 où la première a été réalisée avec de transistors PMOS polarisés dans la région sub-threshold et la deuxième avec de transistors NMOS polarisés dans la région de saturation. Nous avons montré également, qu'introduire des circuits de power gating engendrait une dégradation sur les performances du squarer (cf. IV.3.2.1a et IV.4.3.1.b). Pour résoudre ce problème, il faut des transistors trois fois plus gros que les transistors du circuit en question.

Finalement, les études menées dans ce chapitre nous ont permis, tout d'abord, de comprendre le fonctionnement du transistor MOS dans le régime de faible inversion pour ensuite pouvoir optimiser le circuit du squarer que nous avons présenté dans le chapitre 3. Cela nous a permis d'augmenter sa sensibilité ainsi que son facteur de conversion (6 fois plus). Pour l'optimisation du pseudo détecteur d'énergie nous avons placé un filtre passe bas (fréquence de coupure variable) en sortie du squarer pour réduire le bruit haute fréquence. Le choix du filtre était basé sur les résultats des études réalisées dans le chapitre 2. Un amplificateur et un étage de détection ont été placés en sortie du filtre passe bas pour pouvoir récupérer l'impulsion ULB, de manière à avoir un signal carré d'amplitude V_{DD} en sortie du pseudo détecteur d'énergie. Avec l'optimisation du circuit de détection nous avons réussi à augmenter la sensibilité du récepteur en passant de 1.1 mVcc (première version) à 350 μ Vcc (version optimisé).

REFERENCES

- [1] a. R. A. Kumar, A. Dutta, and S. G. Singh, "Noise-cancelled subthreshold UWB LNA for Wireless Sensor Network application," *2012 IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, pp. 383–386, Sep. 2012.
- [2] H. Lee and S. Mohammadi, "A 3GHz Subthreshold CMOS Low Noise Amplifier," in *Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium*, 2006, pp. 3–6.
- [3] S. Pavan, Y. P. Tsividis, and K. Nagaraj, "Widely programmable high-frequency continuous-time filters in digital CMOS technology," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 35, no. 4, pp. 503–511, Apr. 2000.
- [4] G. Han and S. Edgar, "CMOS Transconductance Multipliers: A Tutorial," *IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS—II*, vol. 45, no. 12, pp. 1550–1563, 1998.
- [5] L. Zhou, Y. P. Xu, and F. Lin, "A Gigahertz Wideband CMOS multiplier for UWB Transceiver," *2005 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp. 5087–5090, 2005.
- [6] C. A. Lin, T. Tong, O. K. Jensen, and T. Larsen, "Low-Power Fully Differential Ultra-Wide Band CMOS Multiplier for FM-UWB and IR-UWB Systems," *IEEE*, vol. 1, no. 2. .
- [7] M. Parvizi, K. Allidina, and M. N. El-Gamal, "An ultra low power, low voltage CMOS squarer circuit for non-coherent IR-UWB receivers," *2012 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp. 2533–2536, May 2012.
- [8] F. S. Lee, A. P. Chandrakasan, and A. Abstract, "A 2.5 nJ/bit 0.65 V Pulsed UWB Receiver in 90 nm CMOS," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 12, pp. 2851–2859, 2007.
- [9] A. Gerosa, S. Member, S. Soldà, S. Member, A. Bevilacqua, D. Vogrig, and A. Neviani, "An Energy-Detector for Noncoherent Impulse-Radio UWB Receivers," *IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS—I*, vol. 56, no. 5, pp. 1030–1040, 2009.
- [10] Y. Gao, K. Cai, Y. Z. Ooi, and Ban-Leong, "A Wideband CMOS Multiplier for UWB Application," in *IEEE*, 2007, no. 2, pp. 184–187.
- [11] Behzad Razavi, *Design Of Analog Cmos Integrated Circuits*. McGraw-Hill Series in Electrical and Computer Engineering, 2001.

CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES

CONCLUSION GÉNÉRALE

Nous avons présenté dans le Chapitre I qu'il existe deux types de systèmes ULB. Le premier, est l'ULB OFDM avec de caractéristiques qui lui permet d'être la meilleure option pour les applications haut débit compatibles avec le standard IEEE 802.15.3a. Le deuxième, est l'ULB-RI qui présente de performances suffisantes pour les applications à faible débit (standards IEEE 802.15.4a), notamment les applications telles que : les réseaux de capteurs, les réseaux WBAN et WPAN. Les principales caractéristiques demandées par ces applications sont de manière générale un faible coût de fabrication, une très faible consommation d'énergie et une taille minimale. Dans le contexte de l'ULB-RI nous avons vu également que la consommation d'énergie du récepteur non cohérent, non seulement dépend de sa topologie mais également de la mise en œuvre d'une gestion d'énergie. Ce dernier pourrait réduire efficacement d'une décade la consommation totale du circuit. Sur ce plan, il a été remarqué qu'actuellement très peu de récepteurs utilisent au mieux les propriétés de l'ULB-RI en

matière de gestion de l'énergie et que l'énergie consommée par bit reste très dépendante du débit de transmission. Finalement sur ce chapitre nous avons conclu, que le récepteur ULB-RI est le candidat parfait pour les applications bas débit et faible consommation dans le cadre du projet GRECO.

Dans le Chapitre II, nous avons démontré que le filtre passe bas d'ordre 1 ne peut pas être considéré comme un intégrateur comme la théorie le stipule. En effet, car, dans la plage de temps (T_i) où le filtre est censé fonctionner comme un intégrateur, le signal en sortie n'a pas une augmentation de son amplitude en fonction du nombre d'impulsions. De plus, cette amplitude est dégradée lorsque la fréquence de coupure diminue. Cependant, la durée de l'enveloppe du signal en sortie du filtre passe bas est proportionnelle au nombre d'impulsions. Pour cette raison nous l'appelons pseudo détecteur d'énergie PDE. Une des avantages du PDE est l'absence du signal de synchronisation. Ceci réduit la complexité du circuit ainsi que la consommation d'énergie. Finalement nous avons démontré que le récepteur ULB-RI composé d'un PDE présente de bonnes performances en termes de sensibilité. Nous avons pu constater en simulation que la portée de transmission peut être supérieure à 50 mètres avec un signal ULB émis d'amplitude 2,4 Vcc.

Dans le Chapitre III, nous avons démontré la faisabilité d'un récepteur non cohérent ULB RI dans la bande 3-5 GHz pour les applications bas débit et pour des distances inférieures à deux mètres. Nous avons présenté une étude théorique et une analyse de simulation niveau transistor du pseudo détecteur d'énergie pour expliquer son comportement dans le domaine temporel et fréquentiel. D'après ces études, nous avons montré que le bruit propre du squarer détermine les performances du récepteur en termes de sensibilité, c'est-à-dire, le RSB en sortie du squarer est inférieur à celui de l'entrée. L'amplitude minimale du signal ULB en entrée du PDE est de 44 mVcc imposée par le squarer. Il est essentiel d'avoir un fort gain en sortie du squarer pour que le signal mis au carré soit suffisamment amplifié pour être comparé à un seuil de détection. Pour cela, nous avons utilisé les caractéristiques d'amplification de l'inverseur en exploitant sa bande passante inférieure à 1 GHz. Ceci permet de filtrer les composantes hautes fréquences issues du signal ULB mis au carré. Finalement, les résultats de mesure montrent que la sensibilité du récepteur est de 3,4 mVcc. Cela correspond à une sensibilité de -88,4dBm à 100 kbps et une consommation de 14,4 mW.

Dans le Chapitre IV nous avons expliqué les modes de fonctionnement du transistor MOS dans les régimes de forte et faible inversion pour mieux comprendre le circuit du PDE. Nous avons réalisé l'état de l'art sur le squarer et nous avons présenté diverses méthodes pour réaliser la fonction quadratique avec les transistors NMOS et PMOS. D'après ces études nous avons conclu que les meilleurs candidats pour réaliser le squarer sont les transistors polarisés dans la région sub-threshold ou saturation, en gardant une configuration différentielle. Le squarer optimisé montre une amélioration sur le facteur de conversion K_{SQ} d'un facteur 6 de plus que la première version. Finalement, les résultats de simulation niveau transistor montrent que le récepteur optimisé présente une sensibilité de $350 \mu V_{cc}$ contre $1,1 mV_{cc}$ de la version non optimisée.

PERSPECTIVES

Les travaux réalisés dans cette thèse ont permis de montrer certaines potentialités de la technologie ULB-RI pour la réalisation d'objets communicants faible coût et faible consommation. Ces travaux sont bien avancés pour ce qui concerne les récepteurs ULB dans la bande 3 – 5 GHz. Les travaux présentés devront être complétés par la mise en œuvre d'une gestion d'alimentation sur le récepteur présenté au chapitre III et par son association avec un émetteur sur une même puce. L'architecture particulièrement simple du détecteur présenté au chapitre IV devrait faciliter la mise en place d'une gestion d'alimentation efficace. Finalement des systèmes d'émission-réception ULB devront également être finalisés pour les autres bandes ULB et notamment pour la bande 6 - 8.5 GHz.